

**CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA TAXA DE
CONVERSÃO ESTÁTICA**

Franciéli Lima de Sá

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

Franciéli Lima de Sá

**CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA TAXA DE
CONVERSÃO ESTÁTICA**

Florianópolis

2014

Franciéli Lima de Sá

**CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA TAXA DE
CONVERSÃO ESTÁTICA**

Tese submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Samir Ahmad Mussa,
Dr.

Florianópolis

2014

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Sá, Francieli Lima de
Conversores CC-CC com Elevada Taxa de Conversão
Estática / Francieli Lima de Sá ; orientador, Samir Ahmad
Mussa - Florianópolis, SC, 2014.
385 p.

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

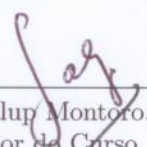
1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores CC-CC de alto
ganho estático. 3. Característica externa. 4. Modelagem
dinâmica e controle. I. Mussa, Samir Ahmad. II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Franciéli Lima de Sá

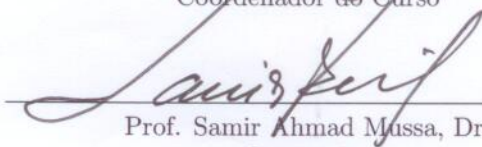
CONVERSORES CC-CC COM ELEVADA TAXA DE CONVERSÃO

Esta Tese foi julgada aprovada para a obtenção do Título de “Doutor em Engenharia Elétrica”, e aprovada em sua forma final pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 03 de novembro 2014.

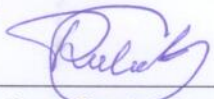


Prof. Carlos Galup Montoro, Dr.
Coordenador de Curso



Prof. Samir Ahmad Mussa, Dr.
Orientador

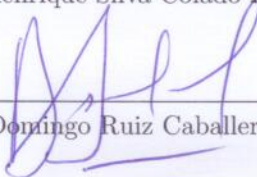
Banca Examinadora:



Prof. René Torrico Bascopé, Dr.



Prof. Luiz Henrique Silva Colado Barreto, Dr.



Prof. Domingo Ruiz Caballero, Dr.



Prof. Enio Valmor Kassick, Dr.



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Dedico este trabalho aos meus pais Francisco e Eliana às minhas irmãs Franciana e Francine, ao meu sobrinho e afilhado Arthur e ao meu cunhado Jefferson.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus por estar realizando meu sonho de defender minha Tese de Doutorado.

Agradeço especialmente ao Professor Samir Ahmad Mussa pelas orientações, ensinamentos, apoio e amizade que tenho recebido no decorrer desse trabalho.

Sou grata aos membros da banca por terem aceitado participar das correções e sugestões contribuindo para a melhoria do trabalho.

Agradeço aos Professores do INEP pelas aulas ministradas e os ensinamentos transmitidos durante o primeiro ano do Doutorado e pela disponibilidade nos momentos de dúvida.

Agradeço a Deus pela sorte de fazer um grande amigo Walbermark Marques dos Santos e agradeço a ele por estar presente em todos os momentos no decorrer do trabalho.

Ao Caio Vale Barbosa Eiterer, aluno de iniciação científica pelo seu empenho e dedicação auxiliando na construção do protótipo.

Ao Luiz Marcelius Coelho pelo auxílio na parte experimental dos Conversores com as confecções dos protótipos.

Aos demais funcionários e colegas do INEP pelo profissionalismo e por ajudarem no desenvolvimento do trabalho mesmo que de forma indireta.

Agradeço ao CNPQ pelo apoio financeiro.

Agradeço aos meus Pais Francisco Alves de Sá e Eliana Ap. Lima de Sá pelo amor, carinho e apoio incondicional. Agradeço também às minhas irmãs Franciana Lima de Sá Paes e Francine Lima de Sá, ao meu afilhado Arthur Sá Viapiana Paes e ao meu cunhado Jefferson Viapiana Paes pelo incentivo.

*“... não se deve comparar com os outros
mas com o melhor que se pode ser....”*

O Menestrel - William Shakespeare

Resumo

Nesse trabalho é introduzido uma nova família de Conversores CC-CC com elevada taxa de conversão estática. Tais conversores, tem origem a partir dos Conversores CC-CC básicos convencionais (Buck, Boost, Buck-Boost, Zeta, Cúk e Sepic), no qual inserindo a célula básica de comutação proposta no trabalho, é possível tornar esses conversores convencionais em conversores com elevada taxa de conversão estática, gerando os Conversores Propostos. A célula de comutação responsável por gerar a família de Conversores Propostos possui apenas semicondutores passivos, o que é uma vantagem para essas topologias. Além disso, a família de Conversores Propostos possui a vantagem de ser simétrica, isso possibilita a reflexão dos componentes superiores, gerando os componentes inferiores das novas estruturas. Essa reflexão é uma característica importante nas topologias propostas, pois reduz os esforços de tensão em seus interruptores. Seguindo a nomenclatura básica, os conversores propostos são chamados de: Duplo Buck Quadrático, Duplo Boost Quadrático, Duplo Buck-Boost Quadrático, Duplo Zeta Quadrático, Duplo Cúk Quadrático e Duplo Sepic Quadrático. Dos sete Conversores Propostos no trabalho, somente um não é originado pela célula básica de comutação. Este Conversor é chamado de Duplo Buck Quadrático Básico, e foi importante para consolidar os estudos dos Conversores CC-CC com elevada taxa de conversão estática. Algumas análises como etapas de operação em condução contínua, ganho estático e característica externa são apresentados para todos os conversores propostos. Para provar as análises teóricas, os resultados experimentais em malha aberta são apresentados para o Conversor Duplo Buck Quadrático Básico, e em malha aberta, malha fechada e malha fechada com desequilíbrio de carga para o Conversor Duplo Boost Quadrático.

Palavras-Chave: Conversores CC-CC de Alto Ganho, Característica Externa, Modelagem Dinâmica e Controle.

Abstract

This work is introduced a new family of DC-DC converters with high rate static conversion. Such converters, originates from the DC-DC Converters Conventional basics (Buck, Boost, Buck-Boost, Zeta Cuk and Sepic), in which by inserting the basic cell switching proposal in the work, it can make the conventionals converters to become converters with high static conversion rate, generating the Proposed Converters. The switching cell responsible for generating the family Converters proposed has only passives semiconductors, which is an advantage for these topologies. Moreover, the family of proposed converters has the advantage of being symmetrical, this enables the reflection of the upper components generating the lower components of the new structures. This reflection is an important feature in the proposed topologies, because it reduces the voltage stresses in their switches. Following the basic nomenclature, the proposed converters are called: Double Quadratic Buck, Double Quadratic Boost, Double Quadratic Buck-Boost, Double Quadratic Zeta, Double Quadratic Cuk and Double Quadratic Sepic. Of the seven Proposed Converters at work, only one did not is originated by the switching basic cell. This converter is called Double Converter Quadratic Buck Basic, and it was important to consolidate the study of DC-DC Converters with high static conversion rate. Some analyzes as operating stages in continuous conduction mode, and external static gain characteristics are shown for all proposed converters. To prove the theoretical analysis, the experimental results in open loop are presented for Double Quadratic Buck Converter Basic, and in open loop, in closed loop and in closed loop with load imbalance to the Double Quadratic Boost Converter.

Keywords: High Gain DC-DC Converters, External Characteristic, Dynamic Modeling and Control.

Lista de Figuras

Figura 1.1	Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto. . .	46
Figura 1.2	Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto.....	48
Figura 1.3	Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.....	49
Figura 1.4	Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto. . .	50
Figura 1.5	Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto.	51
Figura 1.6	Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto.	52
Figura 1.7	Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.	53
Figura 2.1	Origem do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.	56
Figura 2.2	Comparação dos principais Conversores Buck existen- tes na literatura com o Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.	57
Figura 2.3	Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto. . .	58
Figura 2.4	Etapas de Operação do Conversor.....	59
Figura 2.5	Principais Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico operando no modo de condução contínua.	60
Figura 2.6	Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico operando no modo de condução contínua.	61
Figura 2.7	Ganho estático ideal do Conversor Duplo Buck Quadrá- tico Básico em comparação com o ganho estático ideal do Conver- sor Buck Convencional.....	64
Figura 2.8	Etapas de operação do conversor incluindo as resistên- cias dos indutores: a) 1ª etapa; b) 2ª etapa.	64

Figura 2.9 Ganho estático não ideal do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico, variando os valores da resistência de carga R	68
Figura 2.10 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em Condução Contínua.	81
Figura 2.11 Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em Condução Contínua.	82
Figura 2.12 Principais formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução crítica.	84
Figura 2.13 Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução crítica.	85
Figura 2.14 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução crítica.	94
Figura 2.15 Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução crítica.	95
Figura 2.16 Etapas de Operação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução descontínua.	96
Figura 2.17 Principais formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução descontínua.	98
Figura 2.18 Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução descontínua.	99
Figura 2.19 Corrente do indutor L_1 no modo de condução descontínua do Conversor Duplo Buck Quadrático.	104
Figura 2.20 Corrente do indutor L_2 no modo de condução descontínua do Conversor Duplo Buck Quadrático.	105
Figura 2.21 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução descontínua.	113
Figura 2.22 Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução descontínua.	114

Figura 2.23 Característica externa do Conversor Duplo Buck Básico Quadrático.	116
Figura 3.1 Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto, 1ª etapa de operação.	119
Figura 3.2 Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto, 2ª etapa de operação.	121
Figura 3.3 Planta de corrente do Conversor Buck Proposto: comparação entre o modelo via análise de pequenos sinais (contínuo); e a simulação no AC Sweep (pontilhado).	124
Figura 3.4 Planta de Tensão do Conversor Buck Proposto: comparação entre o modelo via análise de pequenos sinais (contínuo); e a simulação no AC Sweep (pontilhado).	124
Figura 3.5 Diagrama de blocos da malha interna de corrente do Conversor Buck Proposto.	125
Figura 3.6 Ilustração do Modulador PWM.	126
Figura 3.7 Ilustração bloco do circuito do condicionamento de corrente.	127
Figura 3.8 FTLA da Malha Interna de Corrente.	129
Figura 3.9 Diagrama de blocos do controlador de tensão e corrente aplicado ao Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto.	130
Figura 3.10 Diagrama de blocos da malha externa de tensão.	130
Figura 3.11 Diagrama de blocos da malha de corrente interna à malha de tensão.	131
Figura 3.12 Ilustração bloco do circuito de condicionamento de tensão.	132
Figura 3.13 FTLA da malha externa de tensão.	134
Figura 3.14 Corrente de entrada no indutor L_1	136

Figura 3.15 Corrente no indutor intermediário L_2 .	137
Figura 3.16 Tensão de saída V_0 .	137
Figura 4.1 Kit de desenvolvimento <i>SmartFusion</i> da Actel.	140
Figura 4.2 Fotografia do protótipo do Conversor Buck Proposto.	142
Figura 4.3 Esquemático da implementação do Conversor Duplo Buck Quadrático.	142
Figura 4.4 a) Sinal de comando dos interruptores, (1v/div., 10 μ s/div.); b) Tensão de entrada ($V_{in} = 400V$) e tensão de saída ($V_0 = 100V$), (100v/div., 8 μ s/div.).	143
Figura 4.5 a) Tensões nos interruptores V_{S1} e V_{S2} , (100v/div., 8 μ s/div.); b) Correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} (500mA/div., 8 μ s/div.).	143
Figura 4.6 Tensão e corrente - a) no interruptor V_{S1} (100v/div., 8 μ s/div e I_{S1} (2A/div., 8 μ s/div); b) no diodo V_{D3} (50v/div., 8 μ s/div) e I_{D3} (5A/div., 8 μ s/div).	144
Figura 4.7 Tensões de entrada V_{in} e saída V_0 , (100v/div., 2s/div) e corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (1A/div., 2s/div).	145
Figura 4.8 a) Tensão de entrada V_{in} e tensão de saída V_0 , (100v/div., 2s/div); b) Corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (1A/div., 2s/div).	145
Figura 4.9 Comparação das curvas de rendimento teórica e prática do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.	146
Figura 5.1 Família de Conversores CC-CC Duplo Quadráticos Pro- postos: a) Buck; b) Boost; c) Buck-Boost; d) Zeta; e) Cúk and f) Sepic.	150
Figura 5.2 Célula básica de comutação: a) Corrente fluindo do terminal 1 para o 2; b) Corrente fluindo do terminal 2 para o 1.	151
Figura 5.3 Origem do Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto.	153
Figura 5.4 Circuito do Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto e os principais conversores existentes na literatura.	154

Figura 5.5	Etapas de operação do Conversor Buck proposto.	155
Figura 5.6	Principais Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução contínua.....	156
Figura 5.7	Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução contínua.....	157
Figura 5.8	Ganho estático do Conversor Duplo Buck Quadrático.	159
Figura 5.9	Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução contínua.....	161
Figura 5.10	Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução contínua.	162
Figura 5.11	Característica de carga do Conversor Duplo Buck Quadrático.	164
Figura 5.12	Origem do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.....	165
Figura 5.13	Circuito do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto e alguns Conversores Boost existentes na literatura.	166
Figura 5.14	Origem do Conversor Duplo Buck Boost Quadrático Proposto.	168
Figura 5.15	Circuito do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático proposto e alguns Conversores Buck-Boost existentes na literatura.	170
Figura 5.16	Etapas de Operação do Conversor Buck-Boost proposto.	170
Figura 5.17	Principais formas de onda do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático operando no modo de condução contínua.	172
Figura 5.18	Formas de onda do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático operando no modo de condução contínua.....	173
Figura 5.19	Ganho estático do Conversor Buck-Boost Convencional e Proposto.....	175

Figura 5.20 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático em condução contínua.	177
Figura 5.21 Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático em condução contínua.	178
Figura 5.22 Característica de carga do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto.	180
Figura 5.23 Origem do Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto.	181
Figura 5.24 Circuito do Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto com alguns conversores existentes na literatura.	182
Figura 5.25 Etapas de Operação do Conversor Zeta.	183
Figura 5.26 Principais formas de onda do Conversor Duplo Zeta Quadrático operando no modo de condução contínua.	184
Figura 5.27 Formas de onda do Conversor Duplo Zeta Quadrático operando no modo de condução contínua.	185
Figura 5.28 Ganho estático do Conversor Zeta Proposto e Convencional.	188
Figura 5.29 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Zeta Quadrático em condução contínua.	190
Figura 5.30 Resultados de simulação do Conversor Duplo Zeta Quadrático em condução contínua.	191
Figura 5.31 Característica de carga do Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto.	193
Figura 5.32 Origem do Conversor Cuk Quadrático única chave responsável por gerar o Conversor Duplo Cuk Quadrático Proposto.	194
Figura 5.33 Origem do Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto.	194
Figura 5.34 Circuito do Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto com alguns conversores existentes na literatura.	196

Figura 5.35 Etapas de Operação do Conversor Cúk.....	196
Figura 5.36 Principais formas de onda do Conversor Duplo Cúk Quadrático operando no modo de condução contínua.....	198
Figura 5.37 Formas de onda do Conversor Duplo Cúk Quadrático operando no modo de condução contínua.....	199
Figura 5.38 Ganho estático do Conversor Cúk Convencional e Proposto.....	201
Figura 5.39 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Cúk Quadrático em condução contínua.	203
Figura 5.40 Resultados de simulação do Conversor Duplo Cúk Quadrático em condução contínua.	204
Figura 5.41 Característica de carga do Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto.....	206
Figura 5.42 Origem do Conversor Sepic Quadrático única chave que deriva o Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.	207
Figura 5.43 Origem do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.....	207
Figura 5.44 Circuito do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto com alguns conversores existentes na literatura.....	209
Figura 5.45 Etapas de operação do Conversor Sepic.	209
Figura 5.46 Principais formas de onda do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto operando no modo de condução contínua...	211
Figura 5.47 Formas de onda do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto operando no modo de condução contínua.....	212
Figura 5.48 Ganho estático do Conversor Sepic Convencional e Proposto.....	214
Figura 5.49 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Sepic Quadrático em condução contínua.	216

Figura 5.50 Resultados de simulação do Conversor Duplo Sepic Quadrático em condução contínua.	217
Figura 5.51 Característica de carga do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.....	219
Figura 6.1 Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.....	222
Figura 6.2 Etapas de Operação do Conversor.....	223
Figura 6.3 Principais formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução contínua.....	224
Figura 6.4 Formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução contínua.....	225
Figura 6.5 Ganho Estático do Conversor Duplo Boost Quadrático em comparação ao ganho estático do Conversor Boost Convencional.	228
Figura 6.6 Etapas de operação do Conversor incluindo as não idealidades: a) 1ª Etapa; b) 2ª Etapa.....	228
Figura 6.7 Ganho estático real do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, variando a relação de resistências do cobre e da carga.....	232
Figura 6.8 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em condução contínua.	244
Figura 6.9 Resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em condução contínua.	245
Figura 6.10 Principais formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução crítica.....	247
Figura 6.11 Formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução crítica.....	248
Figura 6.12 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em Condução Crítica.....	256

Figura 6.13 Resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em Condução Crítica.	257
Figura 6.14 Etapas de operação do Conversor Duplo Boost Quadrático em Condução Descontínua.	258
Figura 6.15 Principais formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução descontínua.	260
Figura 6.16 Formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução descontínua.	261
Figura 6.17 Corrente do indutor L_1 no modo de condução descontínua do Conversor Duplo Boost Quadrático.	265
Figura 6.18 Corrente do indutor L_2 no modo de condução descontínua do Conversor Duplo Boost Quadrático.	266
Figura 6.19 Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em Condução Descontínua.	274
Figura 6.20 Resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em condução descontínua.	275
Figura 6.21 Característica externa do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.	277
Figura 7.1 Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, 1ª Etapa de Operação.	282
Figura 7.2 Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, 2ª Etapa de Operação.	283
Figura 7.3 Diagrama de Bode da planta usada na malha de corrente.	286
Figura 7.4 Diagrama de Bode das Funções de Transferência das correntes nos indutores L_1 ($i_{L1}(s)/d(s)$) e L_2 ($i_{L2}(s)/d(s)$).	287
Figura 7.5 Diagrama de Bode Função de Transferência da planta usada na malha de tensão.	288

Figura 7.6 Diagrama de Bode da Funções de Transferência das tensões nos capacitores intermediários V_C e de saída V_{C01}	288
Figura 7.7 Diagrama de blocos da malha interna de corrente.	290
Figura 7.8 Ilustração do Modulador PWM.	291
Figura 7.9 Ilustração bloco do circuito do condicionamento de corrente.	292
Figura 7.10FTLA da malha interna de corrente.....	294
Figura 7.11 Diagrama de blocos da malha de tensão e da malha de corrente aplicado ao Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.	296
Figura 7.12 Diagrama de blocos da malha externa de tensão.....	296
Figura 7.13 Diagrama de blocos da malha de corrente interna à malha de tensão.	297
Figura 7.14 Ilustração bloco do circuito de condicionamento de tensão.	298
Figura 7.15FTLA da malha externa de tensão.	300
Figura 7.16 Tensão de saída, com degrau de carga nos instantes 0,7s e 1s.	302
Figura 7.17 Corrente de entrada no indutor i_{L1} , com degrau de carga nos instantes 0,7s e 1s.	302
Figura 7.18 Esquemático do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto com balanço da tensão dos capacitores de saída.....	304
Figura 7.19 Tensão total de saída do conversor com balanço de carga.	305
Figura 7.20 Tensões nos capacitores de saída V_{C01} e V_{C02} com balanço de carga.	306
Figura 7.21 Corrente no indutor L_1 , com equilíbrio da tensão dos capacitores de saída.	306
Figura 7.22 Corrente no ponto médio com equilíbrio da tensão dos	

capacitores de saída.	307
Figura 7.23 Tensão nos interruptores v_{S1} e v_{S2}	307
Figura 8.1 Kit de desenvolvimento SmartFusion da Actel.	310
Figura 8.2 Vista superior do Conversor construído em laboratório.	311
Figura 8.3 Vista lateral do arranjo do Protótipo construído em laboratório.	311
Figura 8.4 Esquemático da implementação do Conversor Duplo Boost Quadrático.	313
Figura 8.5 a) Sinal de comando para a comutação dos interruptores, (1v/div., 10 μ s/div); b) Tensão de entrada ($V_{in} = 100V$) e tensão de saída ($V_0 = 400V$), (100v/div., 10 μ s/div).	313
Figura 8.6 a) Tensões nos interruptores V_{S1} e V_{S2} , (100v/div., 2s/div); b) Correntes nos interruptores I_{S1} e I_{S2}	314
Figura 8.7 a) Tensões nos indutores V_{L1} e V_{L2} , (100v/div., 10 μ s/div); b) Correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (5A/div., 10 μ s/div).	314
Figura 8.8 a) Tensão nos capacitores intermediários V_{C1} e V_{C2} ; b) Tensão nos capacitores de saída V_{C01} e V_{C02}	314
Figura 8.9 a) Correntes nos diodos I_{D1} e I_{D2} , (100v/div., 10 μ s/div); b) Corrente no ponto médio I_{ponto_medio} , (100v/div., 10 μ s/div).	315
Figura 8.10 a) Tensão de saída V_0 (200v/div., 2s/div) e corrente de carga I_{carga} (500mA/div., 2s/div); b) Corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (1A/div., 2s/div).	316
Figura 8.11 a) Tensão de saída V_0 (50v/div., 2s/div) e corrente de carga I_{carga} (200mA/div., 2s/div); b) Corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (1A/div., 2s/div).	317
Figura 8.12 a) Tensão total de saída V_0 e tensão dos capacitores de saída V_{C01} e V_{C02} , (50v/div., 10s/div); b) Correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} (2A/div., 10s/div) e tensão dos capacitores de saída V_{C01} e V_{C02} (50v/div., 10s/div).	318

Figura 8.13 Corrente de carga I_{carga} (200mA/div., 10s/div), corrente no ponto médio I_{ponto_medio} (500mA/div., 10s/div) e tensão nos capacitores $V_{C_{01}}$ e $V_{C_{02}}$ (50v/div., 10s/div).....318

Lista de Tabelas

Tabela 1	Comparação do Conversor Buck Proposto com os Conversores Buck existentes na literatura.....	57
Tabela 2	Valores utilizados na simulação no MCC do Conversor Duplo Buck Quadrático.....	80
Tabela 3	Valores experimentais utilizados para o Conversor Duplo Buck Quadrático.....	141
Tabela 4	Comparação do Conversor Buck proposto com os Conversores Buck existentes na literatura.....	154
Tabela 5	Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Buck Quadrático.....	160
Tabela 6	Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.....	166
Tabela 7	Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.....	169
Tabela 8	Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto.....	175
Tabela 9	Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.....	182
Tabela 10	Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Zeta Quadrático.....	189
Tabela 11	Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.....	195
Tabela 12	Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Cúk Quadrático.....	202
Tabela 13	Comparação do conversor proposto com os conversores exis-	

tentes na literatura.....	208
Tabela 14 Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Sepic Quadrático.	215
Tabela 15 Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Boost Quadrático.	242
Tabela 16 Valores experimentais utilizados para o Conversor Duplo Bo- ost Quadrático.....	310

Lista de Abreviaturas e Siglas

A/D	Conversão de Analógico para Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CNPQ	Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i> (Arranjo de Portas Programável em Campo)
FT	Função de Transferência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
INEP	Instituto de Eletrônica de Potência
MA	Malha Aberta
MF	Malha Fechada
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação por Largura de Pulso)
QTN	Quadrático
UFSC	Universidade Federal de Santa Catarina
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> (Fonte Ininterrupta de Energia)
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> (Segurador de Ordem Zero)

Lista de Símbolos

A, B	[-]	Matrizes que relacionam as variáveis com o sistema
a	[-]	Ganho estático
C	[F]	Capacitor
C, E	[-]	Matrizes que relacionam as variáveis com o sistema
C_i	[-]	Compensador de corrente
C_v	[-]	Compensador de tensão
D	[-]	Diodo ou razão cíclica
D^*	[-]	Razão cíclica complementar
f_a	[Hz]	Frequência de amostragem
f_s	[Hz]	Frequência de chaveamento
H_{ADC}	[-]	Ganho do conversor analógico digital
H_i	[-]	Ganho do sensor de corrente
H_{gi}	[-]	Ganho da instrumentação de corrente
H_{si}	[-]	Ganho do sensor de corrente
H_v	[-]	Ganho do sensor de tensão
H_{gv}	[-]	Ganho da instrumentação de tensão
H_{sv}	[-]	Ganho do sensor de tensão
I	[A]	Corrente
K	[-]	Matriz que contém os elementos que estão diretamente vinculados as variáveis de estado
k_{pi}	[-]	Ganho do compensador PI
L	[H]	Indutor
M	[-]	Número de entradas
N	[-]	Número de estados
n	[-]	número de níveis discretos
P	[W]	Potência média
p_c	[rad/s]	Pólo do compensador PI

R	$[\Omega]$	Resistor
R	$[-]$	Número de saídas
S	$[-]$	Interruptor
T_a	$[s]$	Período de amostragem
T_s	$[s]$	Período de chaveamento
t	$[s]$	Tempo
\mathbf{U}	$[-]$	Matriz de entrada do sistema e contém as variáveis de entrada
V	$[V]$	Tensão
X	$[-]$	Valor médio de uma variável x qualquer em regime permanente
\mathbf{X}	$[-]$	Matriz de estado que contém as variáveis de estado
x	$[-]$	Valor instantâneo de uma variável x qualquer
X_{ef}	$[-]$	Valor eficaz de uma variável x em regime permanente
X_{max}	$[-]$	Valor máximo de uma variável x em regime permanente
X_{min}	$[-]$	Valor mínimo de uma variável x em regime permanente
z_c	$[\text{rad}/s]$	Zero do compensador PI
ω	$[\text{rad}/s]$	Frequência angular
Δ	$[-]$	Variação de uma grandeza

Sumário

1 Introdução	39
1.1 Introdução Geral	39
1.2 Justificativas	41
1.3 Aplicações	42
1.4 Objetivos	43
1.5 Organização do Trabalho	43
1.6 Revisão Bibliográfica	45
1.6.1 Conversor Duplo Buck Quadrático Básico	46
1.6.2 Conversor Duplo Buck Quadrático	47
1.6.3 Conversor Duplo Boost Quadrático	49
1.6.4 Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático	49
1.6.5 Conversor Duplo Zeta Quadrático	51
1.6.6 Conversor Duplo Cúk Quadrático	52
1.6.7 Conversor Duplo Sepic Quadrático	53
1.7 Comentários Finais	54
2 Conversor Duplo Buck Quadrático Básico	55
2.1 Introdução	55
2.2 Conversor Duplo Buck Quadrático Básico	56
2.3 Topologia do Conversor	58
2.4 Operação no Modo de Condução Contínua	58
2.4.1 Ganho Estático Ideal em Condução Contínua	62
2.4.2 Ondulação da Corrente nos Indutores L_1 e L_2	68
2.4.3 Projeto dos Componentes do Conversor	71
2.4.4 Dimensionamento dos Componentes do Conversor	73
2.4.5 Resultados de Simulação	79
2.5 Modo de Condução Crítica	83
2.5.1 Projeto dos Componentes do Conversor	83
2.5.2 Dimensionamento dos Componentes do Conversor	87
2.5.3 Resultados de Simulação	93
2.6 Modo de Condução Descontínua	96
2.6.1 Ganho Estático em Condução Descontínua	97

2.6.2	Projeto dos Componentes do Conversor	102
2.6.3	Cálculo dos Tempos de Condução	104
2.6.4	Dimensionamento dos Componentes do Conversor.....	106
2.6.5	Resultados de Simulação	112
2.7	Característica Externa	113
2.8	Conclusão	115
3	Modelagem Dinâmica e Controle do Conversor Duplo	
	Buck Quadrático.....	117
3.1	Introdução.....	117
3.2	Modelo Equivalente por Espaço de Estado	117
3.3	Controle do Conversor	123
3.3.1	Controlador de Corrente	125
3.3.2	Controlador de Tensão.....	129
3.3.3	Controle Digital do Conversor	133
3.3.4	Resultados de Simulação	134
3.4	Conclusão	136
4	Resultados Experimentais do Conversor Duplo Buck	
	Quadrático	139
4.1	Introdução.....	139
4.2	Implementação do Conversor	139
4.3	Conversor operando em Malha Aberta	140
4.4	Conversor Operando em Malha Aberta com Degrau de Carga de 50%	144
4.4.1	Rendimento do Conversor	146
4.5	Conclusão	148
5	Família de Conversores Propostos neste Trabalho	149
5.1	Introdução.....	149
5.2	Célula Básica de Comutação	151
5.3	Conversor Duplo Buck Quadrático	153
5.3.1	Resultados de Simulação	160
5.4	Conversor Duplo Boost Quadrático	165
5.5	Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático	168
5.5.1	Resultados de Simulação	174
5.6	Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto	181

5.6.1	Resultados de Simulação	188
5.7	Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto	194
5.7.1	Resultados de Simulação	201
5.8	Conversor Duplo Sepic Quadrático	207
5.8.1	Resultados de Simulação	213
5.9	Conclusão	219
6	Conversor Duplo Boost Quadrático	221
6.1	Introdução	221
6.2	Topologia do Conversor	222
6.3	Modo de Condução Contínua	223
6.3.1	Ganho Estático Real do Conversor Proposto em Modo de Condução Contínua	226
6.3.2	Ondulação da Corrente nos Indutores L_1 e L_2	232
6.3.3	Projeto dos Componentes do Conversor	234
6.3.4	Dimensionamento dos Componentes do Conversor	236
6.3.5	Resultados de Simulação	242
6.4	Modo de Condução Crítica	246
6.4.1	Projeto dos Componentes do Conversor	246
6.4.2	Dimensionamento dos Componentes do Conversor	249
6.4.3	Resultados de Simulação	255
6.5	Modo de Condução Descontínua	258
6.5.1	Ganho Estático em Condução Descontínua	259
6.5.2	Projeto dos Componentes do Conversor	264
6.5.3	Cálculo dos Intervalos de Corrente no Indutor	265
6.5.4	Dimensionamento dos Componentes do Conversor	267
6.5.5	Resultados de Simulação	272
6.6	Característica Externa	276
6.7	Conclusão	277
7	Modelagem Dinâmica e Controle do Conversor Duplo Boost Quadrático	279
7.1	Introdução	279
7.2	Modelo Equivalente por Espaço de Estado	280
7.3	Controle do Conversor	289
7.3.1	Controle das Correntes nos Indutores	289

7.3.2	Controle das Tensões nos Capacitores Intermediários e de Saída	294
7.3.3	Controle Digital do Conversor	300
7.3.4	Resultados de Simulação	301
7.4	Balanco de Tensão dos Capacitores de Saída	303
7.4.1	Resultados de Simulação	305
7.5	Conclusão	308
8	Resultados Experimentais do Conversor Duplo Boost Quadrático	309
8.1	Introdução.....	309
8.2	Implementação do Conversor	309
8.3	Conversor Operando em Malha Aberta	312
8.4	Conversor Operando em Malha Fechada	315
8.5	Controle de Balanco dos Capacitores de Saída.....	317
8.6	Conclusão	319
9	Conclusão	321
	Referências Bibliográficas	325
	Apêndice A – Planilha de Cálculo do Dimensionamento do Conversor Duplo Buck Quadrático	335
	Apêndice B – Diagrama Esquemático do Conversor Duplo Buck Quadrático	353
	Apêndice C – Planilha de Cálculo do Dimensionamento do Conversor Duplo Boost Quadrático.....	357
	Apêndice D – Diagrama Esquemático do Conversor Duplo Boost Quadrático	377

1 Introdução

1.1 Introdução Geral

A eletrônica de potência pode ser entendida como o ramo da engenharia elétrica que se preocupa em pesquisar, desenvolver e aplicar circuitos eletrônicos (conversores) no condicionamento e processamento de energia elétrica. A adequação de níveis de tensão, frequência, ou transferência de energia entre circuitos elétricos com características diferentes (como por exemplo, interligar uma fonte CA à uma carga CC), que outrora eram realizados por conversores eletromecânicos, são atualmente feitos, com alta eficiência, por conversores eletrônicos de potência. Nos dias atuais pode-se constatar aplicações da eletrônica de potência em quase toda a cadeia produtiva industrial ou de consumo. Destaca-se como exemplo de aplicação de eletrônica de potência as fontes chaveadas, o controle de motores, carregadores de bateria, fontes de alimentação em corrente contínua em alta tensão, a geração e o fornecimento de energia, [1].

Dentro desse cenário, a geração através de fontes de energia renováveis, além de possuir benefícios ambientais, como a redução da emissão de poluentes e a redução da dependência do petróleo, tem contribuído para o desenvolvimento de novas topologias de conversores. Essa geração é atualmente feita de forma distribuída, onde a energia é gerada localmente com níveis de distribuição em baixa e média tensão, e normalmente com fontes de energia não convencionais ou renováveis, como por exemplo, gás natural, eólica, painéis fotovoltaicos e células à combustíveis. Do ponto de vista operacional, essas fontes devem ser

equipadas com interface de eletrônica de potência, através dos conversores estáticos para o condicionamento de potência. Com relação às cargas que recebem energia em corrente contínua, necessitam de um estágio de conversão, em razão da conexão com a rede. Quando a geração se faz em corrente contínua, como por exemplo os painéis fotovoltaicos e as células combustíveis, e ainda necessita-se de grande elevação na tensão de saída, torna-se interessante utilizar os conversores, com alto ganho. Após, utiliza-se então o estágio de conversão CC-CA para conexão com rede, [2].

Dentre os diversos conversores CC-CC não isolados que possuem elevado ganho estático, destacam-se a família de conversores quadráticos propostos: Conversor Buck, Conversor Boost, o Conversor Buck-boost, o Conversor Zeta, o Conversor Cúk e o Conversor Sepic, [3] e [4].

Nesse trabalho é apresentado o estudo dos Conversores CC-CC não isolados de alto ganho. Primeiramente é mostrada a topologia oriunda do trabalho [5], refletida, resultando no Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto. Seguindo, as topologias que compõem a família de Conversores CC-CC Duplo Quadráticos são apresentadas e comparadas aos conversores existentes na literatura. No estudo dos conversores é apresentado inicialmente uma revisão bibliográfica e comparação com as estruturas já estudadas. Uma análise das etapas de operação no modo de condução contínua, assim como os resultados de simulação e o projeto para a obtenção das curvas de ganho estático ideal e característica externa são mostradas. As topologias escolhidas para o estudo são os Conversores Duplo Buck Quadrático e Duplo Boost Quadrático. Para esses conversores é desenvolvido detalhadamente a análise dos esforços dos componentes para os modos de condução contínua, crítica e descontínua. Visando futuras aplicações em fontes renováveis é desenvolvida também a modelagem, o controle e implementação prática desses conversores. Os resultados de simulação são realizados no *software* "PSIM". Para os resultados experimentais é utilizado o FPGA *SmartFusion* da Actel. As planilhas de cálculos foram desenvolvidas no *software* "Mathcad" e encontram-se em anexo.

1.2 Justificativas

Em muitas aplicações de eletrônica de potência em corrente contínua requer conversores CC-CC com elevada taxa de conversão estática na tensão de saída, tal como fontes de tensão com barramento em corrente contínua e sistemas de armazenamento de energia. Todavia, os conversores estáticos devem evitar operar com razão cíclica próximo de zero (Conversor Buck) ou próximo de um (Conversor Boost), pois nesta situação possuem um baixo Fator de Utilização dos interruptores segundo Mohan [6]. Desta forma, para esses conversores uma região confortável de operação é em torno de $D=0,5$, pois para esta região conforme Mohan [6], tem-se um Fator de Utilização dos interruptores muito bom. Além disso, as curvas de ganho estático não ideais desses conversores apresentam uma razoável linearidade em torno de $D=0,5$; o que facilita o controle dos mesmos. Portanto, em aplicações que necessitam ampla taxa de conversão estática na tensão de saída, são utilizados conversores que possuem ganhos estáticos elevados. Nesse contexto, os conversores CC-CC isolados são uma alternativa, porém eles possuem dois problemas: o primeiro é que o transformador diminui a eficiência do conversor e o segundo é que a indutância de dispersão do transformador causa altos picos de tensão nos interruptores, [7]. Uma alternativa para esses problemas seria utilizar conversores não isolados com alto ganho estático. Assim, os conversores mais adequados para essas aplicações são os conversores quadráticos não-isolados CC-CC, [8].

Procurando reduzir os esforços de tensão nos interruptores, além de disponibilizar novas estruturas que possuam ganho estático elevado com entrada ou saída com ponto médio, esses conversores vêm sendo desenvolvidos. Por serem estruturas com grande número de semicondutores, procura-se escolher com cuidado esses componentes. Para otimizar o funcionamento dos conversores opta-se por semicondutores de última geração, com alta tecnologia de tensão e ultra-rápidos. Atualmente os mais modernos interruptores, considerando que esses componentes devem possuir alta frequência, são os Mosfets de Silicon Carbide ou IGBTs de Nitreto de Gálio. Já para os diodos, pode-se citar os diodos Stealth e Schottky. Com a escolha adequada dos componentes, aliados às novas tecnologias, procura-se contribuir com os avanços na área de eletrônica de potência.

1.3 Aplicações

Inúmeras são as aplicações para os conversores CC-CC. Atualmente, são amplamente empregados em sistemas de geração de energia por fontes renováveis, [1] e [2].

Dentre as várias aplicações desses conversores pode-se citar os sistemas de geração fotovoltaica de energia como a Energia Solar (painéis fotovoltaicos), Células à Combustível, Veículos Elétricos ou Híbridos, UPS, Sistemas diversos alimentados por baterias que necessitem de estágio de conversão [9], entre outros, conforme descritos a seguir:

Energia Fotovoltaica: De forma simplificada, para se obter uma tensão elevada na saída de painéis fotovoltaicos, é possível realizar associação em série desses painéis. Entretanto, essa associação diminui a possibilidade dos painéis serem controlados para operar no ponto de máxima potência (MPPT). Isso porque, vários painéis podem ser controlados por apenas um dispositivo, podendo diminuir a eficiência do sistema. Ou seja, para esta situação, quanto menor a associação em série, maior é a eficiência possível do sistema.

Células a Combustível: Teoricamente uma célula a combustível pode disponibilizar aproximadamente um volt entre seus terminais. Todavia, na prática este valor é bem inferior, apresentando ainda um rápido decréscimo quando a corrente drenada aumenta. A associação de diversas células em série resulta em um valor de tensão de saída elevado. Entretanto, quanto maior a potência na saída da associação em série, menor é a tensão de saída. Essa característica mostra que é necessário um estágio elevador de tensão, onde a máxima potência consiga ser associada com uma tensão elevada de saída, [10].

Veículos Elétricos ou Híbridos: Atualmente, os carros híbridos que eram apenas uma possibilidade remota, são considerados núcleo de desenvolvimento no mercado automotivo. O conceito de veículo elétrico é descrito por um veículo que se move por meio de um ou mais motores elétricos. Exemplos de veículos elétricos são carros, trens, caminhões, barcos, aviões, entre outros. Esse tipo de veículo possui a vantagem de consumir energia elétrica primária gerada por uma grande variedade de fontes renováveis, e não apenas de combustíveis fósseis. A alimentação desses veículos pode ser feita por baterias, painéis solares ou mesmo por condutores específicos posicionados na rota deste veículo,

como no caso de trens, metrô e ônibus elétricos urbanos. O emprego de conversores CC-CC é amplamente utilizado nesses veículos, pois na maioria dos casos emprega-se baterias para alimentação do sistema.

Nobreaks: Os Nobreaks são também conhecidos como UPS, (*Uninterruptible Power Supply*), ou seja, fonte ininterrupta de energia. Pode ser descrito como um equipamento elétrico que tem como objetivo principal suprir instantaneamente, ou quase instantaneamente, uma carga crítica, em caso de queda inesperada de energia. Quando ocorre a falta, desconecta-se o nobreak da rede e a bateria alimenta a carga. Os nobreaks representam um ramo promissor de aplicação de conversores CC-CC, com a possibilidade da criação de uma nova tecnologia ou da adaptação de uma das existentes.

1.4 Objetivos

Além da alta taxa de conversão estática, gerada pela célula básica de comutação, os conversores propostos possuem suas topologias refletidas gerando os conversores duplos, essa característica favorece a redução dos esforços de tensão em seus interruptores. Para análise mais detalhada e implementação prática nesse trabalho foram escolhidos, por questão de simplicidade e visando futuras aplicações, o Conversor Duplo Buck Quadrático Básico, que não é originário da célula básica de comutação mas também possui alta taxa de conversão estática e o Conversor Duplo Boost Quadrático.

1.5 Organização do Trabalho

O trabalho está dividido em nove capítulos, incluindo Introdução e Conclusão.

- No Capítulo 2 está apresentado o estudo do Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto. Neste capítulo mostram-se os estudos iniciais desenvolvidos para os conversores CC-CC de alto ganho estático, destacando a topologia, a análise das etapas de operação nos modos de condução contínua, crítica e descontínua do conversor. Os resultados de simulação e a curva de característica externa também estão presentes.

- No Capítulo 3 é apresentado o modelo dinâmico e o controle do Conversor Duplo Buck Quadrático. A análise no domínio da frequência é realizada nesse capítulo, utilizando o método de pequenos sinais via equações por espaço de estado. A função de transferência da planta para as malhas de corrente e tensão são obtidas e comparadas com os modelos obtidos através da ferramenta "AC-Sweep" no Psim. Os resultados de simulação do controle do conversor estão presentes.
- No Capítulo 4 são mostrados os resultados experimentais do protótipo construído do Conversor Duplo Buck Quadrático operando em malha aberta.
- No Capítulo 5 está apresentado uma das principais contribuições desse trabalho que é a proposta de uma nova família de Conversores CC-CC Quadráticos.
- No Capítulo 6 está apresentado o estudo do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto. Esse capítulo mostra a topologia, a análise das etapas de operação e a modelagem estática do conversor. Os resultados de simulação e a curva de característica externa também estão presentes.
- No Capítulo 7 está apresentado o modelo dinâmico e o controle do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto. A análise no domínio da frequência é feita, utilizando o método de pequenos sinais via equações por espaço de estado. A função de transferência da planta para as malhas de corrente e tensão são obtidas e comparadas com os modelos obtidos através da ferramenta "AC-Sweep" no Psim. Os resultados de simulação do controle do conversor estão presentes.
- No Capítulo 8 são mostrados os resultados experimentais do protótipo construído do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, para o conversor operando em malha aberta, em malha fechada apenas com o controle da tensão de saída e com controle com modo da corrente média com malhas cascadeadas de tensão e corrente. Por esse conversor possuir dois capacitores de saída gerando um ponto médio, o controle do desbalanço de tensão desses

capacitores também foi realizado para os casos de desequilíbrio de carga.

- No Capítulo 9 as conclusões finais são expostas. As informações adicionais estão incluídas em anexo.

1.6 Revisão Bibliográfica

Família de Conversores CC-CC com Alto Ganho Estático

Ao iniciar os estudos referente aos Conversores CC-CC não isolados, diversos trabalhos existentes na literatura foram analisados. Partindo dos Conversores CC-CC básicos não isolados como mostrado em [11], pode-se observar que os mesmos apesar de sua simplicidade e fácil utilização, não atendem às necessidades como o elevado ganho estático ou reduzida tensão nos interruptores para aplicações em alta tensão. Além disso, procurando reduzir os esforços de tensão nos interruptores os Conversores CC-CC de três níveis são estudados. Em [12] é apresentado uma família de Conversores CC-CC de três níveis não isolados. Em [13] e [14] são apresentadas novas topologias de Conversores CC-CC multiníveis.

Pan, Chuang e Chu em [15], apresenta um Conversor CC-CC não isolado *interleaved* com alto ganho estático e reduzido esforços de tensão nos interruptores. No trabalho [16] é apresentado um Conversor Duplo Boost *interleaved* com elevado ganho estático e reduzidos esforços de tensão nos interruptores. Wai e Duan mostram no trabalho [17] uma nova topologia CC-CC com alto ganho estático e alta eficiência.

Algumas novas topologias desenvolvidas, como apresentada para o Conversor Boost em [18] e [19] e para o Conversor Sepic em [20], possuem ganho estático elevado e foram projetadas visando aplicações como a geração fotovoltaica e a conexão com a rede elétrica.

Prosseguindo os estudos dentre os trabalhos dos Conversores CC-CC, o trabalho [21] apresenta uma família de Conversores CC-CC Quadráticos, chamados de "QTN". Dentre as pesquisas dos conversores com alta taxa de conversão estática, neste trabalho é apresentado uma nova família de conversores quadráticos gerados a partir de uma célula básica de comutação. Além disso, o Conversor Duplo Buck Quadrático

CC, de onde se originou o Conversor Buck Quadrático. O estudo do modelo matemático do Conversor Buck Quadrático está presente em [5] e [24]. O modelo dinâmico e o controle do Conversor Buck Quadrático foi desenvolvido e apresentado nos trabalhos [25], [26] e [27]. Diferentes topologias oriundas do Conversor Buck vêm sendo estudadas, dentre elas pode-se citar os conversores multiníveis, com ganho quadrático, apresentados nos trabalhos [21] e [28].

Considerando que o fator de utilização do interruptor do Conversor Buck Convencional é otimizado para altos valores de razão cíclica [6], ou seja, baixa taxa de conversão estática, em aplicações que necessitem ampla faixa de conversão estática o Conversor Duplo Buck Quadrático torna-se interessante. Nesse caso, sua ampla faixa de conversão estática permite que o conversor opere com razão cíclica adequada para a mesma tensão requerida que o Conversor Buck Convencional. Nesse contexto, esse Conversor pode ser utilizado em diversas aplicações relacionadas ao uso de baterias com tensão menor que a tensão da fonte geradora, como por exemplo: sistemas de geração de energia fotovoltaica [8], carregadores de baterias para celulares [29] e [30], fontes chaveadas [31], entre outras.

Por apresentar alta taxa de conversão estática, quando comparado aos conversores existentes na literatura [12] e [21], além de possuir menor tensão nos interruptores quando comparado com [23], o Conversor Duplo Buck Quadrático é proposto neste trabalho como uma nova alternativa para conversores CC-CC não isolados abaixadores de tensão.

1.6.2 Conversor Duplo Buck Quadrático

O conversor Duplo Buck Quadrático é ilustrado na Figura 1.2.

Após o estudo do Conversor Duplo Buck Quadrático Puro Proposto, foi desenvolvida a célula básica de comutação gerando assim a família de conversores de alto ganho propostos. Dentre eles, o Conversor Duplo Buck Cascata foi o primeiro a ser estudado.

Partindo dos estudos dos conversores CC-CC básicos não isolados mostrados em [11], idealizou-se uma nova célula básica de comutação. Assim, com o conhecimento adquirido anteriormente em Conversores Buck de alto ganho, com a revisão bibliográfica do Conversor

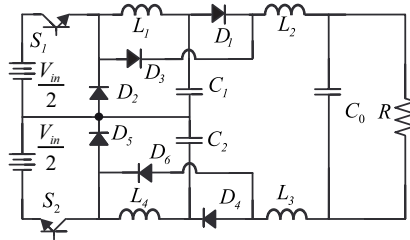


Figura 1.2 – Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto.

Duplo Buck Quadrático estudado, observou-se a célula de comutação que originou os primeiros conversores quadráticos no trabalho mostrado em [5], além da sua análise nos modos de condução contínua, crítica e descontínua.

Em paralelo à esse estudo o Conversor Boost Proposto também foi estudado, onde se pode perceber a redução das perdas por comutação e o estudo do Conversor Boost Quadrático quasi-ressonante exposto em [32] e [33], respectivamente. Com essas informações, aliado à observação dos trabalhos em conversores multiníveis com taxa de conversão quadrática, apresentados em [21] e [28], [34] e [14], desenvolveu-se a célula de comutação responsável por gerar a Família de Conversores Propostos neste trabalho.

Esse conversor, assim como o Conversor Buck Quadrático Puro Proposto, possui várias aplicações com vantagens em relação ao Conversor Buck Convencional. Nesse contexto, o Conversor Duplo Buck Quadrático também pode ser utilizado em diversas aplicações relacionadas ao uso de baterias com tensão menor que a tensão da fonte geradora, como por exemplo: sistemas de geração de energia fotovoltaica [8], carregadores de baterias para celulares [29] e [30], fontes chaveadas [31], entre outras.

Por apresentar alta taxa de conversão estática, quando comparado aos conversores existentes na literatura [12] e [21], o conversor proposto apresenta-se como uma nova alternativa para conversores CC-CC não isolados abaixadores de tensão.

1.6.3 Conversor Duplo Boost Quadrático

O conversor Duplo Boost Quadrático é mostardo na Figura 1.3.

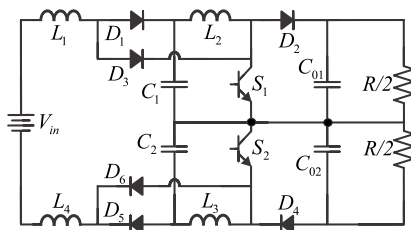


Figura 1.3 – Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.

Dos Conversores CC-CC de alto ganho de tensão que são estudados neste trabalho, o Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto tem maior enfoque, visando sua futura implementação experimental em geração de energia por fontes renováveis. Uma das vantagens desse Conversor é que pode-se utilizar interruptores com tensão de bloqueio menor que a tensão de saída do Conversor.

Os conversores CC-CC com alto ganho de tensão tem sido estudados em diversos trabalhos. Em [23] foi apresentado a célula de comutação dos conversores quadráticos. Posteriormente em [5] foi desenvolvido a análise do conversor CC-CC nos modos de condução contínua, crítica e descontínua. A redução das perdas por Comutação e o estudo do Conversor Boost Quadrático quasi-ressonante foi exposto em [32] e [33], respectivamente. Um novo conversor CC-CC baseado nos trabalhos [23] e [5] foi introduzido em [10]; este Conversor também foi apresentado nos trabalhos [21] e [35]. Dentre os trabalhos existentes referentes ao Conversor Boost Quadrático podemos citar [34], [36], [37] e [38].

1.6.4 Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático

O conversor Duplo Buck-Boost Quadrático é exibido na Figura 1.4.

Seguindo o estudo da família de conversores CC-CC não isolados de alto ganho de tensão o Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático é

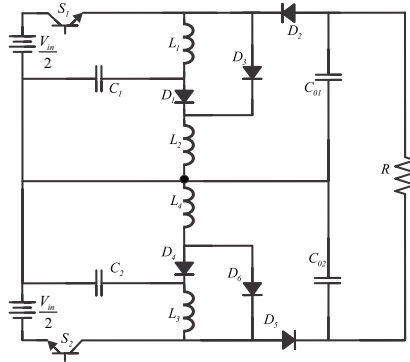


Figura 1.4 – Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto.

apresentado. Assim como os demais conversores que serão apresentados no trabalho, para o Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático será realizado uma breve revisão bibliográfica com a comparação do conversor proposto com conversores existentes na literatura. Além disso, análise teórica no modo de condução contínua e os resultados de simulação do conversor serão apresentadas, elucidando os aspectos importantes do conversor.

Os Conversores CC-CC Buck-Boost tem sido estudados em diversos trabalhos. Em [39] é apresentado uma topologia CC-CC com alta taxa de conversão estática utilizando dois Conversores Buck-Boost integrados para formar uma topologia com um único interruptor. Nos trabalhos [40] e [41] o Conversor Buck-Boost de ganho elevado é apresentado associado aos retificadores. A maioria dos trabalhos presentes na literatura sobre Conversores Buck-Boost com elevado ganho estático são referentes aos inversores, conforme mostrado nos trabalhos [42], [43], [44] e [45].

Por ser uma característica relevante para a família de Conversores Propostos, o elevado ganho estático e a tensão nos interruptores dos Conversores é analisada. A topologia proposta é então comparada aos Conversores com características semelhantes e existentes na literatura, conforme apresentado em [11], [12], [21] e [34].

1.6.5 Conversor Duplo Zeta Quadrático

A topologia do Conversor Duplo Zeta Quadrático é mostrado na Figura 1.5.

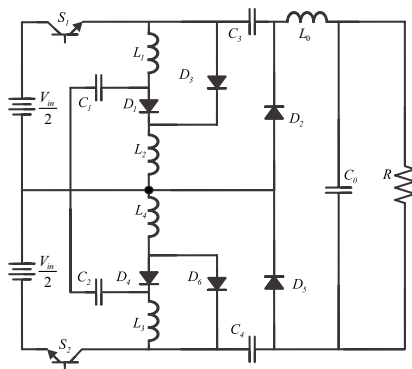


Figura 1.5 – Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto.

No contexto do estudo da família de Conversores CC-CC não isolados de alto ganho o Conversor Duplo Zeta Quadrático é apresentado. Semelhantes aos demais conversores que serão apresentados no trabalho, para o Conversor Duplo Zeta Quadrático será efetuado uma breve revisão bibliográfica comparando o conversor proposto aos conversores existentes na literatura. Após, a análise teórica no modo de condução contínua e os resultados de simulação do conversor são mostrados, definindo os aspectos importantes do conversor.

Quando comparado aos Conversores CC-CC Buck, Boost e Buck-Boost o Conversor Zeta possui número menor de publicações, principalmente no que diz respeito à publicações do conversor com alto ganho estático ou com a preocupação em reduzir os esforços de tensão nos semicondutores. Em [11] é apresentado o Conversor CC-CC Zeta básico não isolado. Nos trabalhos [13] e [14] são apresentadas topologias multiníveis para o Conversor Zeta.

Nesse trabalho a topologia proposta é então comparada aos Conversores com características semelhantes e existentes na literatura, conforme apresentado em [11] e [14].

1.6.6 Conversor Duplo Cúk Quadrático

A topologia do Conversor Duplo Cúk Quadrático é apresentada na Figura 1.6.

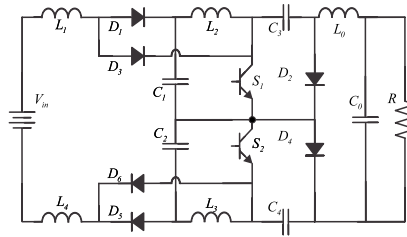


Figura 1.6 – Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto.

A partir da família de Conversores CC-CC não isolados de alto ganho o Conversor Duplo Cúk Quadrático é estudado. Da mesma maneira que os demais Conversores que são apresentados no trabalho, para o Conversor Duplo Cúk Quadrático é apresentado uma breve revisão bibliográfica com a comparação do conversor proposto com conversores existentes na literatura. Ainda, a análise teórica no modo de condução contínua e os resultados de simulação do conversor são apresentados, discriminando os aspectos importantes do conversor.

Os Conversores Buck, Boost e Buck-boost convencionais apresentam a mesma célula de comutação, que se distinguem apenas girando os pontos de conexão entre o indutor, o diodo e o interruptor, por essa razão esses conversores são os mais simples dentre os conversores CC-CC. Após estudar os três conversores básicos CC-CC, o pesquisador Cúk, em sua Tese [46], propôs o dual do conversor abaixador/elevador de tensão Buck-boost, agora com entrada e saída em corrente, ou seja, a topologia Boost + Buck acopladas. Com este trabalho, Cúk patenteou este conversor, limitando a exploração deste nas pesquisas, mas com ampla aplicação industrial. Contudo, em [47], foi mostrado que o conversor Buck-Boost apresenta mais atrativos do que o conversor Cúk (nível de potência e baixa distorção harmônica de corrente) quando utilizado como PFC.

Dessa forma, quando comparado aos Conversores CC-CC Buck, Boost e Buck-Boost o Conversor Cúk, assim como o Conversor Zeta,

possui número menor de publicações, principalmente no que diz respeito às publicações do conversor com alto ganho estático ou com a preocupação em reduzir os esforços de tensão nos semicondutores.

Em [11] é apresentado o Conversor CC-CC Cúk básico não isolado. Nos trabalhos [13] e [14] são apresentadas topologias multiníveis para o Conversor Cúk. Nesse trabalho a topologia proposta é então comparada aos Conversores com características semelhantes e existentes na literatura, conforme apresentado em [11] e [14].

1.6.7 Conversor Duplo Sepic Quadrático

O Conversor Duplo Sepic Quadrático é mostrado na Figura 1.7.

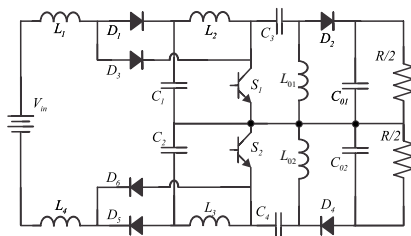


Figura 1.7 – Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.

Finalizando o estudo da Família de Conversores CC-CC não isolados de alto ganho o Conversor Duplo Sepic Quadrático é apresentado. Semelhante aos demais conversores que são apresentados no trabalho, para o Conversor Duplo Sepic Quadrático é apresentado uma breve revisão bibliográfica com a comparação do conversor proposto com conversores existentes na literatura. Somado a isso, a análise teórica no modo de condução contínua e os resultados de simulação do conversor são mostrados para ser enfatizado os aspectos importantes do conversor.

Quando comparado aos Conversores CC-CC Buck, Boost e Buck-Boost o Conversor Sepic, assim como o Conversor Zeta e o Conversor Cúk, possuem número reduzido de publicações, principalmente no que diz respeito a alta taxa de conversão estática e redução dos esforços nos semi-condutores. Em [11] é apresentado o Conversor CC-CC Sepic básico não isolado. Nos trabalhos [13] e [14] são apresentadas topologias

multiníveis para o Conversor Sepic. Gules R. et. all, apresenta em [48] um Conversor Sepic modificado com elevado ganho estático.

Nesse trabalho a topologia proposta é então comparada aos Conversores com características semelhantes e existentes na literatura, conforme apresentado em [11] e [14].

1.7 Comentários Finais

Após apresentar a revisão bibliográfica para a família de conversores CC-CC com elevada taxa de conversão estática, destacam-se dentre as várias aplicações destes conversores, o condicionamento de energia fotovoltaica. Para esta aplicação específica, um conversor que atualmente possui bom desempenho é o Conversor Boost Quadrático [32]. Porém, apesar da sua alta taxa de conversão estática, seu único interruptor precisa suportar a tensão total do barramento de saída. O Conversor Duplo Boost Quadrático proposto neste trabalho foi originado do Conversor Boost Quadrático através da reflexão da sua topologia. Dessa forma, seus dois interruptores de saída suportam apenas metade da tensão total do barramento, sendo que em conjunto com o elevado ganho estático são os atrativos dessa topologia.

Para o acionamento dos interruptores dos conversores propostos foram escolhidos pulsos de comando sincronizados. A escolha dos pulsos de comando sincronizados se deve ao fato de sua simplicidade, poderia ter-se optado por pulsos complementares (deslocados entre si de 180° graus elétricos) para aumentar a frequência vista pelo filtro de saída, porém tendo em vista que a família de conversores propostos neste trabalho trata-se de novas topologias, priorizou-se apenas em testar o princípio de funcionamento desses conversores da maneira mais simples possível. Apesar disso, o comando complementar foi simulado onde não foi observado significativas alterações nas formas de onda dos Conversores Propostos.

Nesse capítulo foram apresentados os conversores que são estudados no decorrer do trabalho, no próximo capítulo é apresentado o Conversor Duplo Buck Quadrático Puro. Apesar deste conversor não fazer parte da família de conversores propostos, o mesmo merece destaque por ser o primeiro conversor a ser estudado, consolidando o conhecimento para o posterior desenvolvimento dos demais conversores.

2 Conversor Duplo Buck Quadrático Básico

2.1 Introdução

Nesse capítulo é apresentado o estudo do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto neste trabalho. Apesar de não possuir a célula de comutação básica que gerou a família de conversores propostos, o estudo desse conversor serviu como base e amadurecimento, para o desenvolvimento do restante dos conversores apresentados.

O Conversor proposto no trabalho produz um valor médio de tensão na saída inferior ao valor médio de tensão na entrada e a corrente média na saída maior que a corrente média na entrada. Por se tratar de um Conversor Quadrático, a relação de ganho estático é elevada. Nessa estrutura as indutâncias L_2 e L_3 são colocadas em série com o capacitor de saída C_0 e a tensão no capacitor intermediário é dada pela diferença entre a tensão no indutor L_1 e a entrada do próximo estágio dado pelo interruptor S_1 . Assim, o capacitor intermediário terá comportamento de fonte de tensão e a carga deve-se comportar como uma fonte de corrente. Uma questão interessante e que simplifica a análise desse conversor é a simetria da topologia, por essa razão as grandezas (tensão e corrente) nos componentes inferiores tem o mesmo comportamento dos seus respectivos componentes superiores. O objetivo desse capítulo é desenvolver a modelagem em regime permanente do conversor analisando a topologia quando operando nos três modos de condução, com o intuito de obter a curva de característica externa.

2.2 Conversor Duplo Buck Quadrático Básico

O Conversor Duplo Buck Quadrático Básico é derivado do Conversor Buck Quadrático único interruptor apresentado em [23]. A Figura 2.1 apresenta dois Conversores Buck Quadrático único interruptor rebatidos formando o Conversor Duplo Buck Quadrático Puro. Em aplicações em alta tensão, esses conversores tornam-se interessantes, por possuírem na entrada um barramento com ponto central.

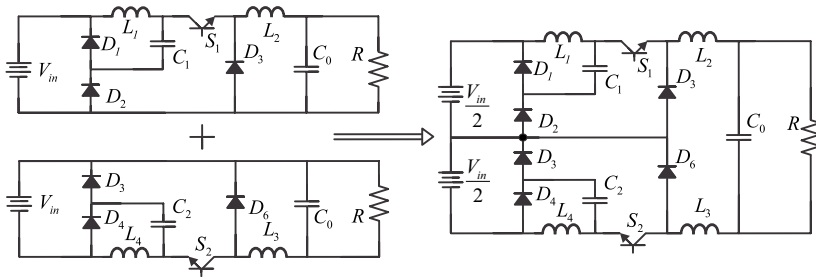


Figura 2.1 – Origem do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.

Procurando simplificar o estudo, as estruturas existentes na literatura são comparadas ao Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto, como apresentado em [12], [23] e [21]. Na Tabela 1 está apresentada uma comparação segundo o ganho estático e a tensão nos interruptores dos conversores citados com o conversor proposto.

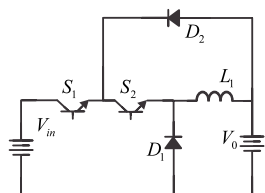
Através de simulação no *software* PSIM, foram obtidos os resultados dos esforços nos semicondutores para as topologias dos conversores comparados ao Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto, conforme mostra a Tabela 1. É interessante ressaltar que os parâmetros de entrada utilizados nas simulações foram os mesmos para os diversos conversores.

Para a análise comparativa dessas estruturas, a Figura 2.2, apresenta as estruturas, seguindo a ordem apresentada na Tabela 1, respectivamente. A razão cíclica utilizada foi $D = 0,5$.

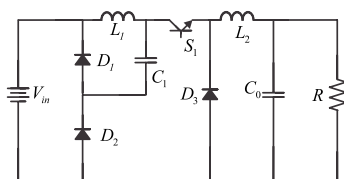
Tabela 1 – Comparação do Conversor Buck Proposto com os Conversores Buck existentes na literatura.

	Ganho Estático	Tensões nos Interruptores	Correntes nos Interruptores
a) Conversor Buck 3 níveis, [12]	D	$S_1 = V_{in} - V_0$ $S_2 = V_0$	$S_1 = I_{L1med}/2$ $S_2 = I_{L1med}/2$
b) Conversor Buck Quadrático, [23]	D^2	$S_1 = V_{in} + V_{C1}$	$S_1 = I_{L1med}/2$
c) Conversor Buck Quadrático (QTN), [21]	$2.D - D^2$	$S_1 = V_{in} - V_{C1}$ $S_2 = V_{C1}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$ $S_2 = I_{L1med}/2$
d) Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto	D^2	$S_1 = V_{in}/2 + V_{C1}$ $S_2 = V_{in}/2 + V_{C2}$	$S_1 = I_{L1med}/2$ $S_2 = I_{L1med}/2$

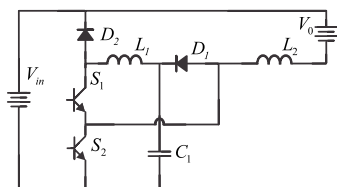
V_{in} - Tensão de entrada; V_{C1} - Tensão no capacitor intermediário; V_0 - Tensão de saída.



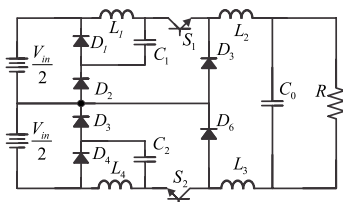
(a) Conversor CC-CC Buck 3 níveis, [12].



(b) Conversor Buck Quadrático único interruptor, [23].



(c) Conversor Buck Quadrático (QTN), [21].



(d) Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.

Figura 2.2 – Comparação dos principais Conversores Buck existentes na literatura com o Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.

2.3 Topologia do Conversor

A topologia do conversor Duplo Buck Quadrático é apresentada, em detalhes, na Figura 2.3. Nessa estrutura a tensão nos interruptores é dada por: $V_{S1} = \frac{V_{in}}{2} + V_{C1}$, onde V_{in} é a tensão de entrada e V_{C1} é a tensão no capacitor intermediário. Através da simulação desses conversores observa-se que o Conversor Proposto possui a tensão em seus interruptores menor do que a tensão de entrada e a metade da tensão do interruptor do Conversor Buck Quadrático existente na literatura, [23], já que no caso da topologia proposta a tensão de entrada é dividida entre as duas partes simétricas do conversor [4].

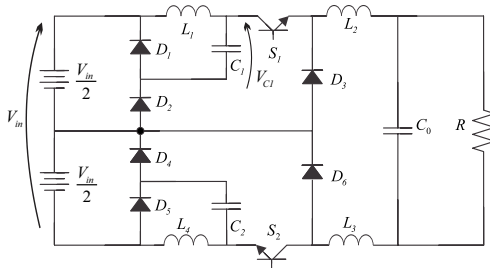


Figura 2.3 – Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.

2.4 Operação no Modo de Condução Contínua

Analisando a estrutura da Figura 2.4, verifica-se que este conversor possui duas etapas de funcionamento com comando único dos interruptores, para uma modulação PWM convencional. Baseado na simetria do conversor, apenas as variáveis (tensão e corrente) dos componentes da parte superior são totalmente descritos.

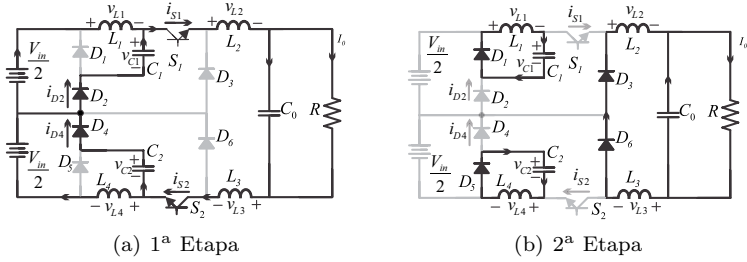


Figura 2.4 – Etapas de Operação do Conversor.

1ª Etapa de Funcionamento $[D.T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão fechados e os diodos D_2 e D_4 entram em condução. Os diodos D_1 , D_3 , D_5 e D_6 são polarizados inversamente, as energias armazenadas nos indutores L_1 e L_2 , são entregues para a saída. A corrente i_{S1} é igual a soma de I_{L1} com I_{C1} , e a corrente i_{D1} é nula.

2ª Etapa de Funcionamento $[(1 - D).T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão abertos e os diodos D_2 e D_4 são polarizados inversamente. Os diodos D_1 , D_3 , D_5 e D_6 entram em condução, isolando o indutor L_1 da saída e do indutor L_2 . Nesta etapa, as correntes i_{S1} , i_{S2} , i_{D2} e i_{D4} são nulas, e as correntes dos diodos D_1 e D_3 assumem os valores das correntes dos indutores, $i_{D1} = I_{L1}$ e $i_{D3} = I_{L2}$ respectivamente. De acordo com as etapas descritas, a estrutura operando no modo de condução contínua apresenta suas formas de onda nas Figuras 2.5 e 2.6, com seus respectivos intervalos de tempo em cada etapa.

Pode-se observar na 1ª e 2ª etapa de funcionamento que as indutâncias de L_2 e L_3 podem ser somadas, desconsiderando assim um dos dois indutores. Porém, apenas para manter a simetria da topologia opta-se por manter os dois indutores, L_2 e L_3 na estrutura.

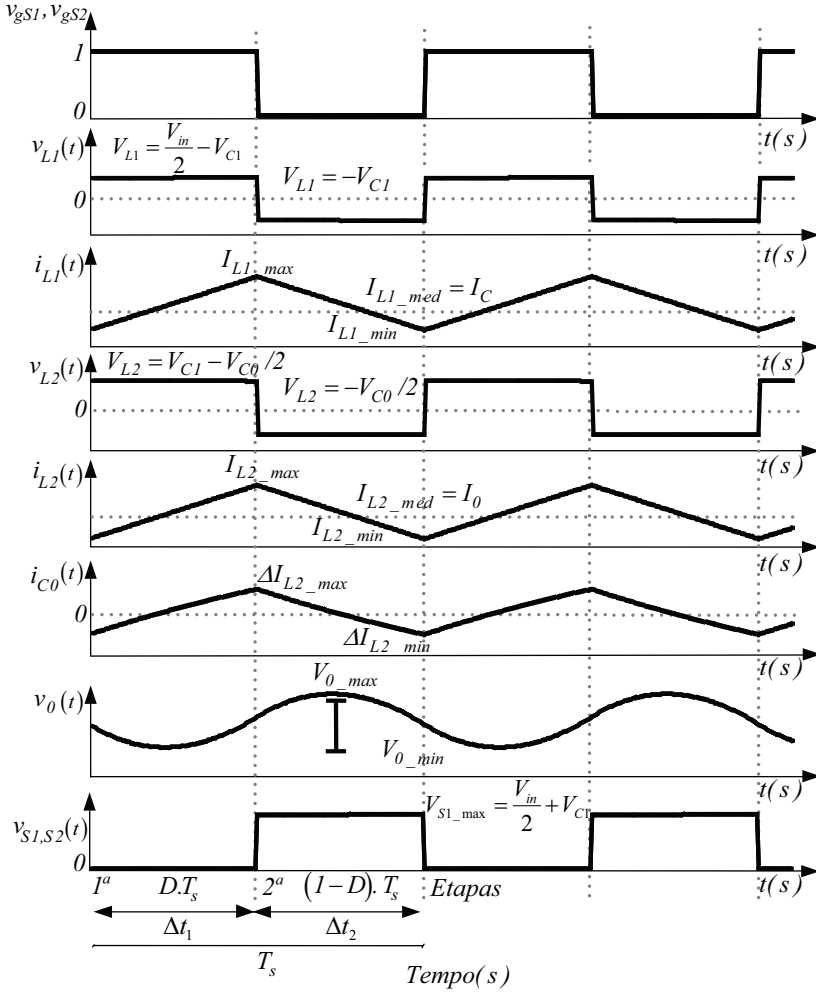


Figura 2.5 – Principais Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico operando no modo de condução contínua.

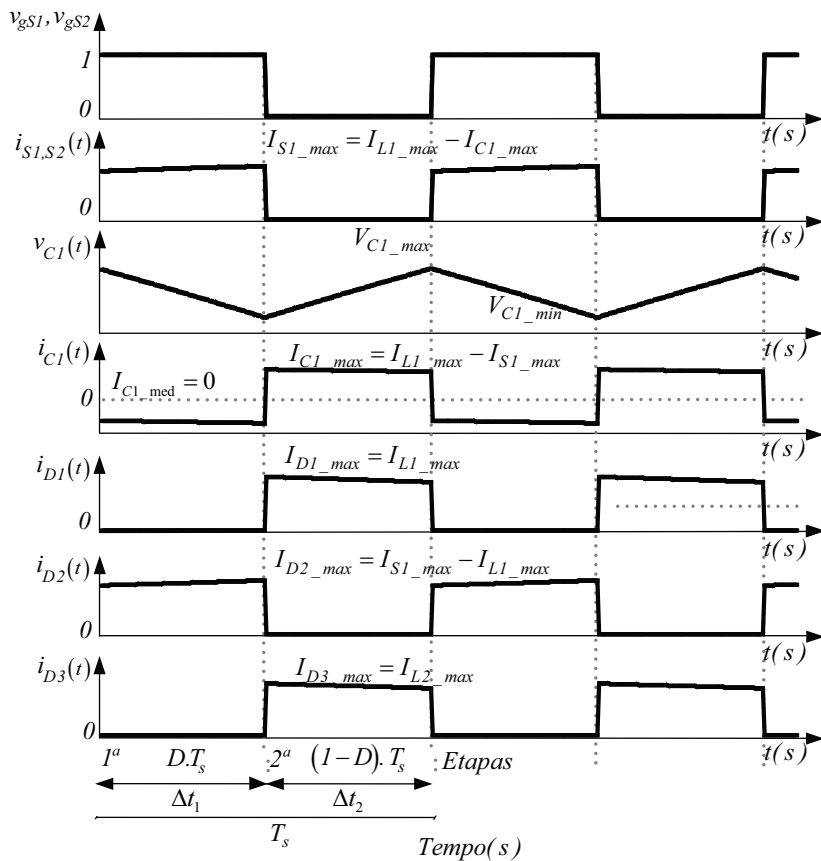


Figura 2.6 – Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico operando no modo de condução contínua.

2.4.1 Ganho Estático Ideal em Condução Contínua

Característica Ideal de Transferência Estática do Conversor

Analisando as etapas de operação, mostradas na Figura 2.4, pode-se desenvolver o ganho estático ideal do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico. Para facilitar a análise considera-se o conversor dividido em dois circuitos, onde $V_{in}/2$ e V_{C1} correspondem as fontes de tensão de entrada do 1º e 2º circuito, respectivamente e cada indutor L_1 e L_2 pertencem as cargas com característica de fonte de corrente do 1º e 2º circuito respectivamente, conforme apresentado a seguir:

1º - Circuito de entrada: Para a análise da primeira parte do conversor considera-se apenas a metade da tensão de entrada, ou seja $V_i = V_{in}/2$, e o indutor L_1 uma fonte de corrente de carga. Assim, a energia aplicada pela fonte E_{Vin} , na 1ª etapa de operação é dada por:

$$E_{Vin} = (V_i - V_{C1}) I_{L1} \Delta t_1 \quad (2.1)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário E_{VC1} , na 2ª etapa de operação é dada por:

$$E_{VC1} = V_{C1} \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_2 \quad (2.2)$$

Considerando o Conversor com os componentes ideais, em um período de operação toda a energia aplicada pela fonte E_{in} é recebido pelo capacitor intermediário E_{C1} . Todavia, com as Equações 2.1 e 2.2, obtém-se a Equação 2.3, referente a 1ª parte da Equação do ganho estático do conversor:

$$\frac{V_C}{V_{in}} = D \quad (2.3)$$

2º - Circuito de saída: A mesma análise é desenvolvida para a segunda parte do conversor, considerando agora a tensão no capacitor intermediário V_{C1} a fonte de tensão de entrada e a corrente no indutor L_2 uma fonte de corrente de carga.

Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC1} , em um período de operação é determinada por:

$$E_{VC1} = (V_{C1} - V_{01}) I_{L2} \Delta t_1 \quad (2.4)$$

onde: $V_{01} = V_{C0}/2$.

Por simplicidade, supõe-se que o capacitor de saída é dividido em dois capacitores com ponto médio. Assim, a energia recebida pelo capacitor de saída superior suposto E_{V01} , em um período de operação é dado por:

$$E_{V01} = V_{01} \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_2 \quad (2.5)$$

Novamente, considerando agora o segundo circuito do conversor, em um sistema ideal, para um período de operação, toda a energia cedida pelo capacitor intermediário E_{C1} é recebida pelo capacitor de saída E_{01} .

Contudo, a partir das Equações 2.4 e 2.5, obtém-se a Equação 2.6, referente a segunda parte da Equação do ganho estático ideal do conversor:

$$\frac{V_0}{V_C} = D \quad (2.6)$$

Finalmente, considerando os dois circuitos em cascata, para o 1º e 2º circuitos do conversor analisado, nas Equações 2.3 e 2.6, obtém-se o ganho estático ideal total do Conversor Duplo Buck Quadrático Puro Proposto em função da tensão de saída V_0 pela tensão de entrada V_{in} :

$$\frac{V_0}{V_{in}} = D^2 \quad (2.7)$$

A Figura 2.7 apresenta a curva de ganho estático ideal total em função da razão cíclica. Para efeito de comparação o ganho estático do conversor Buck convencional também está apresentado.

Conforme esperado, o Conversor Duplo Buck Quadrático Básico possui uma alta taxa de conversão estática quando comparado ao Conversor Buck convencional, isso porque sendo um conversor abaixador, para a mesma razão cíclica, espera-se que a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída seja a menor possível, conforme mostrado na Figura 2.7.

Característica não Ideal de Transferência Estática do Conversor

Nessa seção o modelo estático do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico está apresentado incluindo as perdas, devido ao cobre dos enrolamentos dos indutores.

As quedas de tensão nos semi-condutores não são relevantes para o levantamento da curva de ganho estático real do conversor, por isso

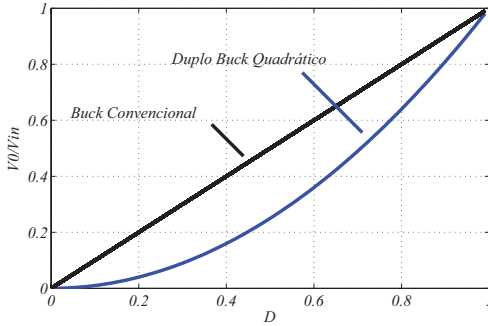


Figura 2.7 – Ganho estático ideal do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico em comparação com o ganho estático ideal do Conversor Buck Convencional.

não serão consideradas no equacionamento. A razão da pequena relevância das resistências no modelo do circuito equivalente é que essas resistências nos semi-condutores são conectadas no circuito somente quando estes estão em condução. Por exemplo, em $D = 0$ o MOSFET nunca conduz, e a resistência efetiva $D.R_{on}$ desaparece do modelo. O modelo é então mostrado para as duas etapas de operação do conversor, conforme apresentado na Figura 2.8, e citado em [49].

Apesar do conversor sempre apresentar quatro semicondutores em condução, as perdas podem não ser tão relevantes se novas tecnologias forem empregadas, como por exemplo diodos e interruptores de silicón carbide.

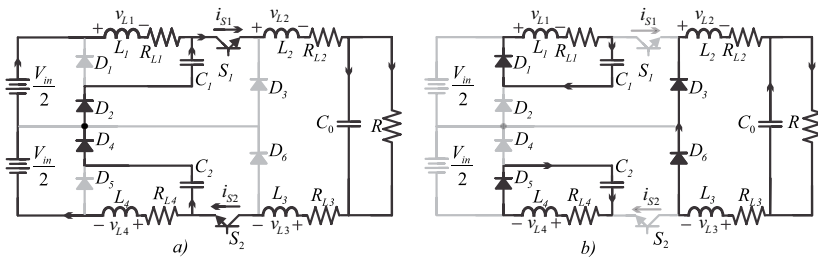


Figura 2.8 – Etapas de operação do conversor incluindo as resistências dos indutores: a) 1ª etapa; b) 2ª etapa.

Novamente considera-se a simetria do conversor, consequentemente somente a metade superior da topologia será analisada. Nesse

caso, por se tratar de um conversor quadrático, que se originou do cascadeamento de dois Conversores Buck, pode ser separado em dois circuitos para simplificar a análise. Considera-se então, no 1º circuito a tensão de entrada do conversor como sendo $V_i = \frac{V_{in}}{2}$ e a tensão de saída dada pela tensão no capacitor intermediário V_{C1} .

1º - Circuito de entrada / 1ª Etapa [$D.T_s$]: O interruptor está fechada e o circuito é ilustrado na Figura 2.8 (a). A tensão no indutor v_{L1} e a corrente no capacitor i_{C1} , são apresentadas nas Equações 2.8 e 2.9. A corrente no indutor i_{L1} e a tensão no capacitor V_{C1} , são nesta etapa aproximadamente suas componentes dc.

$$v_{L1}(t) = V_i - i.R_{L1} - V_{C1} \quad (2.8)$$

$$i_{C1}(t) = i - \frac{V_{C1}}{R} \quad (2.9)$$

1º - Circuito de entrada / 2ª Etapa [$(1 - D).T_s$]: Quando o interruptor abre as correntes nos indutores i_{L1} e i_{L2} passam a ser conduzidas pelos diodos D_1 e D_3 respectivamente, conforme mostrado na Figura 2.8 (b). As resistências nos enrolamentos dos indutores são modeladas por R_{L1} , R_{L2} , R_{L3} e R_{L4} . A tensão no indutor v_{L1} e a corrente no capacitor i_{C1} , para este intervalo, são mostradas em 2.10 e 2.11:

$$v_{L1}(t) = -i.R_L - V_{C1} \quad (2.10)$$

$$i_{C1}(t) = i - \frac{V_{C1}}{R} \quad (2.11)$$

Somando as componentes CC da tensão do indutor L_1 da 1ª e 2ª etapas, escreve-se a Equação 2.12:

$$\langle v_{L1}(t) \rangle = D.(V_i - I.R_{L1} - V_{C1}) + D^*(-I.R_{L1} - V_{C1}) \quad (2.12)$$

onde: $D + D^* = 1$, ou seja, $D^* = (1 - D)$;

e a componente CC de tensão em um indutor em regime permanente é nula;

$$V_i.d - I.R_{L1} - V_{C1} = 0 \quad (2.13)$$

A Equação 2.13, descreve a componente dc de tensão para um período do indutor L_1 com corrente contínua igual a I .

A componente CC da corrente do capacitor é dada por:

$$\langle i_{C1}(t) \rangle = D \cdot \left(I - \frac{V_{C1}}{R} \right) + D^* \cdot \left(I - \frac{V_{C1}}{R} \right) \quad (2.14)$$

Sabendo que a componente dc de corrente em um capacitor em regime permanente é nula, agrupa-se os termos da Equação 2.14, obtendo:

$$I - \frac{V_{C1}}{R} = 0 \quad (2.15)$$

Substituindo a Equação 2.15 na Equação 2.13 e rearranjando a equação, o ganho estático para a 1ª parte do conversor, considerando a tensão de saída V_{C1} e a tensão de entrada V_i dadas as perdas em função da razão cíclica, é dada pela Equação 2.16:

$$\frac{V_{C1}}{V_i} = \frac{D}{1 + \frac{R_L}{R}} \quad (2.16)$$

Prosseguindo a análise, agora para o 2º circuito do conversor, consideramos a tensão de entrada a tensão no capacitor intermediário V_{C1} e a tensão de saída a tensão no capacitor de saída $V_{O1} = V_{C0}/2$. Dessa forma:

2º - Circuito de saída / 1ª Etapa $[D.T_s]$: A chave está fechada e o circuito é ilustrado na Figura 2.8 (a). A tensão no indutor v_{L2} e a corrente no capacitor i_{C01} são dadas pelas Equações 2.17 e 2.18. A corrente no indutor i_{L2} e a tensão no capacitor V_{C01} , são nesta etapa, aproximadamente suas componentes DC.

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - i.R_{L2} - V_{C01} \quad (2.17)$$

$$i_{C01}(t) = i - \frac{V_{C01}}{R} \quad (2.18)$$

2º - Circuito de saída / 2ª Etapa $[(1-D).T_s]$: Novamente quando a chave abre a corrente nos indutores i_{L1} e i_{L2} passa a ser conduzida pelos diodos D_1 e D_3 respectivamente, conforme mostrado na Figura 2.8 (b). A tensão no indutor v_{L2} e a corrente no capacitor i_{C01} , para este intervalo, são mostradas em 2.19 e 2.20:

$$v_{L2}(t) = -i.R_L - V_{C01} \quad (2.19)$$

$$i_{C01}(t) = i - \frac{V_{C01}}{R} \quad (2.20)$$

Somando as componentes CC da tensão do indutor L_2 da 1ª e 2ª etapas, escreve-se a Equação 2.21:

$$\langle v_{L2}(t) \rangle = D \cdot (V_{C1} - I \cdot R_{L2} - V_{C01}) + D^* \cdot (-I \cdot R_{L2} - V_{C01}) \quad (2.21)$$

onde: $D + D^* = 1$, ou seja, $D^* = (1 - D)$;

e a componente CC de tensão em um indutor em regime permanente é nula;

$$D \cdot V_{C1} - I R_{L2} - V_{C01} = 0 \quad (2.22)$$

A Equação 2.22, descreve a componente CC de tensão para um período do indutor L_2 com corrente contínua igual a I .

A componente dc da corrente do capacitor é dada por:

$$\langle i_{C01}(t) \rangle = D \cdot \left(I - \frac{V_{C01}}{R} \right) + D^* \cdot \left(I - \frac{V_{C01}}{R} \right) \quad (2.23)$$

Agrupando os termos da Equação 2.23, e sabendo que a componente dc de corrente em um capacitor em regime permanente é nula, obtém-se:

$$I - \frac{V_{C01}}{R} = 0 \quad (2.24)$$

Substituindo a Equação 2.24 na Equação 2.22 e rearranjando a equação, o ganho estático para a 2ª parte do conversor considerando a tensão de saída V_{C01} e a tensão de entrada V_{C1} , dadas as não idealidades em função da razão cíclica, é dada pela Equação 2.25:

$$\frac{V_{C01}}{V_{C1}} = \frac{D}{\left(1 + \frac{R_L}{R}\right)} \quad (2.25)$$

Finalmente, considerando os dois circuitos em cascata, para a análise da 1ª e 2ª partes do conversor, obtém-se o ganho estático total considerando as perdas nos componentes, dado na Equação 2.26.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \left[\frac{D}{\left(1 + \frac{R_L}{R}\right)} \right]^2 \quad (2.26)$$

O ganho estático não ideal em condução contínua apresentado na Equação 2.26, está ilustrado na Figura 2.9, para os diversos valores da relação entre as resistências do indutor R_L e da carga R . Verifica-se que quanto maior o valor da resistência de carga R , mais a curva real do ganho estático se aproxima da curva ideal. Observa-se a partir da Figura 2.9 que quanto menor a relação entre as resistências, mais a Equação 2.26 se aproxima do ganho ideal. Dessa forma, para que a resistência do indutor não interfira de forma acentuada no ganho do conversor, esta deve ter um valor muito pequeno.

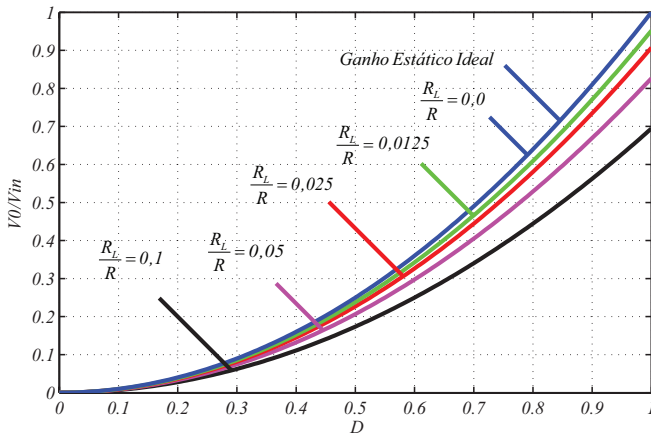


Figura 2.9 – Ganho estático não ideal do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico, variando os valores da resistência de carga R .

2.4.2 Ondulação da Corrente nos Indutores L_1 e L_2

A partir da análise da tensão no indutor L_1 para a 2ª etapa de operação, obtém-se a ondulação de corrente no indutor, conforme mostrado nas Equações 2.27 à 2.29.

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (2.27)$$

$$V_{C1} = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} \quad (2.28)$$

$$\Delta i_{L1} = V_{C1} \cdot \frac{(1-D)}{L_1 \cdot f_s} \quad (2.29)$$

Sabendo que $\Delta i_{L1} = I_{\max L1} - I_{\min L1}$, é possível calcular os valores máximos e mínimos de corrente no indutor L_1 . A corrente média de saída da primeira parte da análise do conversor I_C , para 2ª etapa de operação, é dada por:

$$I_C = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{(I_{\min L1} + I_{\max L1})}{2} \cdot \Delta t_2 \right] \quad (2.30)$$

$$I_C = \frac{(I_{\min L1} + I_{\max L1})}{2} \cdot (1-D) \quad (2.31)$$

Reescrevendo a equação referente a variação de corrente do indutor Δi_{L1} em função da corrente máxima $I_{\max L1}$, tem-se:

$$I_{\max L1} = \Delta i_{L1} + I_{\min L1} \quad (2.32)$$

Substituindo-se a Equação 2.29 em 2.32, obtém-se:

$$I_{\max L1} = V_{C1} \cdot \frac{(1-D)}{L_1 \cdot f_s} + I_{\min L1} \quad (2.33)$$

Ainda, substituindo-se 2.33 em 2.31:

$$I_C = \frac{1}{2} \cdot \left[I_{\min L1} + V_{C1} \cdot \frac{(1-D)}{L_1 \cdot f_s} + I_{\min L1} \right] \cdot (1-D) \quad (2.34)$$

Portanto, os valores máximos e mínimos da corrente do indutor L_1 em função da corrente do capacitor intermediário I_C , são dados por:

$$I_{\min L1} = \frac{I_C}{(1-D)} - V_{C1} \cdot \frac{(1-D)}{2L_1 f_s} \quad (2.35)$$

$$I_{\max L1} = \frac{I_C}{(1-D)} + V_{C1} \cdot \frac{(1-D)}{2L_1 \cdot f_s} \quad (2.36)$$

Repetindo a análise realizada para obter os valores máximos e mínimos da corrente no indutor L_1 , para o indutor L_2 , referente a segunda parte do conversor. Novamente, a partir da análise da tensão no indutor L_2 , para a 2ª etapa de operação, obtém-se a ondulação de corrente no indutor, conforme mostrado nas Equações 2.37 à 2.39.

$$v_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (2.37)$$

$$V_{C01} = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} \quad (2.38)$$

$$\Delta i_{L2} = V_{C01} \cdot \frac{(1-D)}{L_2 \cdot f_s} \quad (2.39)$$

Sabendo que a ondulação de corrente no indutor $\Delta i_{L2} = I_{\max L2} - I_{\min L2}$, é possível calcular os valores máximos e mínimos de corrente no indutor L_2 . A corrente média de saída I_0 na 2ª etapa de operação, é então dada por:

$$I_0 = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \cdot \Delta t_2 \right] \quad (2.40)$$

$$I_0 = \frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \cdot (1-D) \quad (2.41)$$

Reescrevendo a equação referente a variação de corrente no indutor Δi_{L2} em função da corrente máxima $I_{\max L2}$, tem-se:

$$I_{\max L2} = \Delta i_{L2} + I_{\min L2} \quad (2.42)$$

Substituindo-se a Equação 2.39 em 2.42, obtém-se:

$$I_{\max L2} = V_{C01} \cdot \frac{(1-D)}{L_2 \cdot f_s} + I_{\min L2} \quad (2.43)$$

Ainda, substituindo-se 2.43 em 2.41, tem-se:

$$I_0 = \frac{1}{2} \cdot \left[I_{\min L2} + V_{C01} \cdot \frac{(1-D)}{L_1 \cdot f_s} + I_{\min L2} \right] \cdot (1-D) \quad (2.44)$$

Portanto, os valores máximos e mínimos da corrente do indutor L_2 em função da corrente de saída I_0 , são dados por:

$$I_{\min L2} = \frac{I_0}{(1-D)} - V_{C01} \cdot \frac{(1-D)}{2L_2 f_s} \quad (2.45)$$

$$I_{\max L2} = \frac{I_0}{(1-D)} + V_{C01} \cdot \frac{(1-D)}{2L_2 f_s} \quad (2.46)$$

2.4.3 Projeto dos Componentes do Conversor

Indutor L_1

Considerando a tensão instantânea no indutor, tem-se a Equação 2.47 para um período de operação do conversor:

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \quad (2.47)$$

Sabendo que as Equações 2.35 e 2.36 definem os valores mínimos e máximos para a corrente do indutor L_1 , e que a ondulação de corrente no indutor é dada por: $\Delta i_{L1} = I_{\max L1} - I_{\min L1}$, o indutor L_1 é calculado isolando-o na Equação 2.47, considerando a 2ª etapa de operação do conversor:

$$L_1 = V_{C1} \cdot \frac{(1-D)}{\Delta i_{L1} \cdot f_s} \quad (2.48)$$

Indutor L_2

Novamente, a tensão instantânea para o indutor L_2 , dado pela Equação:

$$v_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \quad (2.49)$$

Para o projeto do indutor L_2 , considerando que as Equações 2.45 e 2.46 definem os valores mínimos e máximos para a corrente do indutor L_2 e ainda que a ondulação de corrente no indutor L_2 é dada por: $\Delta i_{L2} = I_{\max L2} - I_{\min L2}$, o indutor L_2 é calculado isolando-se na Equação 2.49, considerando a 2ª etapa de operação do conversor:

$$L_2 = V_{C01} \cdot \frac{(1-D)}{\Delta i_{L2} \cdot f_s} \quad (2.50)$$

Devido a simetria da topologia do conversor os valores dos indutores L_3 e L_4 são dados por: $L_3 = L_2$ e $L_4 = L_1$. Sendo a topologia do conversor simétrica, os demais componentes localizados na região inferior do conversor, não estarão presentes no decorrer do dimensionamento, pois possuem seus respectivos duais dimensionados.

Capacitor Intermediário C_1

Para o cálculo do capacitor intermediário C_1 , é analisado o circuito de entrada do conversor, onde se considera a tensão de entrada V_i e a tensão de saída V_{C1} . O capacitor intermediário é então calculado através da expressão 2.51:

$$C_1 = \frac{V_i}{31.L_1.f_s.\Delta V_{C1}} \quad (2.51)$$

Porém, a Equação 2.51 que tradicionalmente determina o valor da capacitância de saída de um Conversor Buck, não se aplica no caso desse conversor. Por se tratar de uma equação aproximada, essa equação não leva em consideração todas as variáveis necessárias para o correto cálculo do capacitor intermediário. Além disso, a topologia do conversor Buck Convencional possui sua carga na saída do conversor. Já a primeira parte do conversor Duplo Buck Quadrático analisada, não possui uma carga em paralelo com os capacitores intermediários. Dessa forma, o cálculo da ondulação de corrente no capacitor intermediário é realizado considerando o balanço de carga para o capacitor de saída do circuito de entrada do conversor, dado por:

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dv_{C1}(t)}{dt} \quad (2.52)$$

A variação de tensão no capacitor C_1 , em um período de funcionamento do conversor, é calculado através da integral:

$$\Delta V_{C1} = \frac{1}{C_1} \cdot \left[\int_0^{D.T_s} \left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right] dt - \int_0^{D.T_s} \left[I_{\min L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right] dt \right] \quad (2.53)$$

Portanto, desenvolvendo a Equação 2.53, obtém-se a Equação 2.54 que representa de forma precisa o cálculo do capacitor intermediário.

$$C_1 = \frac{D}{\Delta V_{C1}.f_s} \cdot \left[I_0 \cdot (1 - D) + \frac{1}{2} \cdot (\Delta I_{L1} - \Delta I_{L2}) + V_i \cdot \frac{D^2}{f_s} \cdot \frac{1}{L_{eq}} - V_i \cdot \frac{D}{f_s} \cdot \left(\frac{1}{L_1} + \frac{D^2}{L_2} \right) \right] \quad (2.54)$$

$$\text{onde: } L_{eq} = \left(\frac{L_1.L_2}{L_1 + L_2} \right)$$

Capacitor de Saída C_0

O cálculo do capacitor de saída pode ser realizado através da Equação simplificada, sem prejuízos no projeto do conversor, conforme mostrado na expressão 2.55.

$$C_0 = \frac{V_C}{31.2.L_2 f_s . \Delta V_0} \quad (2.55)$$

Resistor de Saída R_0

O resistor de saída é calculado através da expressão 2.56:

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} \quad (2.56)$$

2.4.4 Dimensionamento dos Componentes do Conversor

Após o projeto dos componentes é possível realizar a simulação e o dimensionamento do conversor, como mostrado a seguir:

Interruptor S_1

- Corrente Média - A corrente média no interruptor S_1 é dada pela expressão 2.57.

$$I_{S1_med} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \right] . D . T_s \quad (2.57)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no interruptor S_1 é dada pela expressão 2.58.

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) . t \right]^2 dt} \quad (2.58)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do interruptor S_1 é dada pela Equação 2.59.

$$I_{S1_max} = I_{\max L2} \quad (2.59)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o interruptor S_1 é submetido é dada pela Equação 2.60.

$$V_{S1_max} = V_{D2} + V_{C1} \quad (2.60)$$

onde: $V_{D2} = V_i$;

Lembrando que o dimensionamento do interruptor S_2 é idêntico ao dimensionamento do interruptor S_1 . Aproveitando a simetria da topologia do conversor, os componentes equivalentes, que estão localizados na parte inferior do conversor não são calculados.

Diodo D_1

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_1 é dada pela expressão 2.61.

$$I_{D1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{(I_{min\ L1} + I_{max\ L1})}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (2.61)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_1 é dada pela expressão 2.62.

$$I_{D1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{max\ L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.62)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_1 é dada pela Equação 2.63.

$$I_{D1_max} = I_{max\ L1} \quad (2.63)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_1 é submetido é dada pela Equação 2.64.

$$V_{D1_max} = V_i \quad (2.64)$$

Diodo D_2

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_2 é dada pela expressão 2.65.

$$I_{D2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\left(\frac{I_{\min L2} + I_{\max L2}}{2} \right) - \left(\frac{I_{\min L1} + I_{\max L1}}{2} \right) \right] \cdot D \cdot T_s \quad (2.65)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_1 é dada pela expressão 2.66.

$$I_{D2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right] - \left[I_{\min L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right] \right]^2 dt} \quad (2.66)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_2 é dada pela Equação 2.67.

$$I_{D2_max} = I_{\max L2} - I_{\max L1} \quad (2.67)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_2 é submetido é dada pela Equação 2.68.

$$V_{D2_max} = V_i \quad (2.68)$$

Diodo D_3

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_3 é dada pela expressão 2.69.

$$I_{D3_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{I_{\min L2} + I_{\max L2}}{2} \right) \cdot D \cdot T_s \quad (2.69)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_3 é dada pela expressão 2.70.

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{-V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.70)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_3 é dada pela Equação 2.71.

$$I_{D3_max} = I_{max L2} \quad (2.71)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_3 é submetido é dada pela Equação 2.72.

$$V_{D3_max} = V_{C1} \quad (2.72)$$

Indutor L_1

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_1 é dada pela expressão 2.73.

$$I_{L1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{(I_{min L1} + I_{max L1})}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{(I_{min L1} + I_{max L1})}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (2.73)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_1 é dada pela expressão 2.74.

$$I_{L1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{min L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (2.74)$$

- Corrente Máxima - A Equação 2.36 mostra a corrente máxima que flui através do indutor L_1 . Essa Equação foi desenvolvida a partir da ondulação de tensão no indutor L_1 .
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_1 é submetido é dada pela Equação 2.75.

$$V_{L1_max} = V_{C1} \quad (2.75)$$

Indutor L_2

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_2 é dada pela expressão 2.76.

$$I_{L2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (2.76)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_2 é dada pela expressão 2.77.

$$I_{L2ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{-V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (2.77)$$

- Corrente Máxima - Semelhante ao desenvolvimento da Equação 2.36, a Equação 2.46 mostra a corrente máxima que flui através do indutor L_2 . Essa Equação foi desenvolvida a partir da ondulação de tensão no indutor L_2 .
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_2 é submetido é dada pela Equação 2.78.

$$V_{L2_max} = V_{C01} \quad (2.78)$$

Capacitor Intermediário C_1

- Corrente Média - Conforme determina o teorema do balanço de carga em um capacitor, sua corrente média é sempre nula em um período de funcionamento, assim tem-se:

$$I_{C1_med} = 0 \quad (2.79)$$

- Corrente Eficaz - Sabendo que a corrente no capacitor C_1 é $I_{C1} = I_{S1} - I_{L1}$, a corrente eficaz no capacitor C_1 é dada pela expressão 2.82.

$$I_{C1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{C1}^2(t) dt} \quad (2.80)$$

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{S1}^2(t) dt - 2 \cdot \left[\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{S1}(t) dt \right] \cdot \left[\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{L1}(t) dt \right] + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{L1}^2(t) dt} \quad (2.81)$$

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\begin{aligned} & \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt - \\ & 2 \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right] dt \cdot \\ & \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{\min L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right] dt \dots \\ & + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right] dt \end{aligned} \right\} + \\ & + \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{\min L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right]^2 dt \dots \\ & + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right]^2 dt \end{aligned} \right\} \end{aligned}} \quad (2.82)$$

- Corrente Máxima - A Equação 2.83 mostra a corrente máxima no capacitor intermediário, dada por:

$$I_{C1_{\max}} = I_{\max L1} \quad (2.83)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o capacitor intermediário C_1 é submetido é dada pela Equação 2.84.

$$V_{C1_{\max}} = \frac{V_C}{2} \quad (2.84)$$

onde: V_C é a tensão nos dois capacitores intermediários V_{C1} e V_{C2} .

Capacitor de Saída C_0

- Corrente Média - Conforme determina o balanço de carga em um capacitor, sua corrente média em um período de funcionamento é sempre nula.

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_0 é dada pela expressão 2.85.

$$I_{C0_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left\{ \left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L2} \right) \cdot t \right] - I_0 \right\}^2 dt \dots + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left\{ \left[I_{\max L2} + \left(\frac{-V_{C01}}{L2} \right) \cdot t \right] - I_0 \right\}^2 dt \right\}} \quad (2.85)$$

- Corrente Máxima - A Equação 2.86 mostra a corrente máxima no capacitor de saída, dada por:

$$I_{C0_max} = I_{\max L2} - I_0 \quad (2.86)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o capacitor de saída C_0 é submetido é dada pela Equação 2.87.

$$V_{C0_max} = V_0 \quad (2.87)$$

Resistor R

A potência e a corrente aplicadas ao resistor são dadas, respectivamente pelas Equações 2.88 e 2.89:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_0} \quad (2.88)$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{R_0}} \quad (2.89)$$

2.4.5 Resultados de Simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para o modo de condução contínua (MCC). Considera-se os indutores utilizados na simulação ideais. O *software* utilizado para a simulação foi o PSIM. As especificações do conversor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 2.

Os resultados de simulação dos parâmetros analisados do conversor em condução contínua, estão apresentados nas Figuras 2.10 e 2.11.

Tabela 2 – Valores utilizados na simulação no MCC do Conversor Duplo Buck Quadrático.

Potência de saída	$P_0 = 500W$
Tensão CC na entrada	$V_{in} = 400V$
Indutâncias de entrada	$L_1, L_4 = 4mH$
Indutâncias intermediárias	$L_2, L_3 = 1mH$
Capacitores intermediários	$C_1, C_2 = 26,5\mu F$
Capacitores de saída	$C_{01}, C_{02} = 1,29\mu F$
Resistência	$R = 20\Omega$
Frequência de chaveamento	$f = 50kHz$
Razão cíclica	$D = 0,5$

Conforme ilustrado nas Figuras 2.10 e 2.11, os interruptores S_1 e S_2 possuem comando único. As tensões nos indutores são ilustradas conforme mostrado nas Equações 2.1, 2.2, 2.4 e 2.5. Já as correntes nos indutores L_1 e L_2 são proporcionais, conforme esperado.

Observa-se que para $D = 0,5$ a tensão de saída V_0 possui valor quatro vezes menor que a tensão de entrada V_{in} , o que caracteriza o ganho quadrático, segundo a Equação 2.7.

Verifica-se que a tensão máxima nos interruptores é 75% do barramento de entrada, o que demonstra a diminuição dos esforços de tensão nos interruptores.

Quanto as correntes nos indutores, observa-se que para $D = 0,5$, a ondulação da corrente no indutor de saída é o dobro da ondulação da corrente no indutor de entrada. Ressalta-se que, em um Conversor Buck convencional, geralmente um filtro LC é inserido na sua entrada para diminuir a ondulação da corrente drenada da fonte. No Conversor Buck Proposto o primeiro estágio da topologia já opera naturalmente como um filtro, diminuindo a ondulação da corrente de entrada em relação ao Buck convencional, conforme mostrado na Figura 2.10.

Pode-se observar também que a corrente no diodo D_1 é dada pela corrente no indutor L_1 na 2ª etapa de operação, a corrente no diodo D_3 é dada pela corrente no indutor L_2 na 2ª etapa de operação, e a corrente no diodo D_2 juntamente com a corrente no indutor L_1 na 1ª etapa de operação geram a corrente no interruptor S_1 .

Além disso, a tensão intermediária no capacitor C_1 é proporcional a tensão de entrada e dada pela Equação 2.3. Finalmente, seguindo a equação de balanço de carga nos capacitores, as correntes I_{C1} e I_{C01} possuem valor médio nulo.

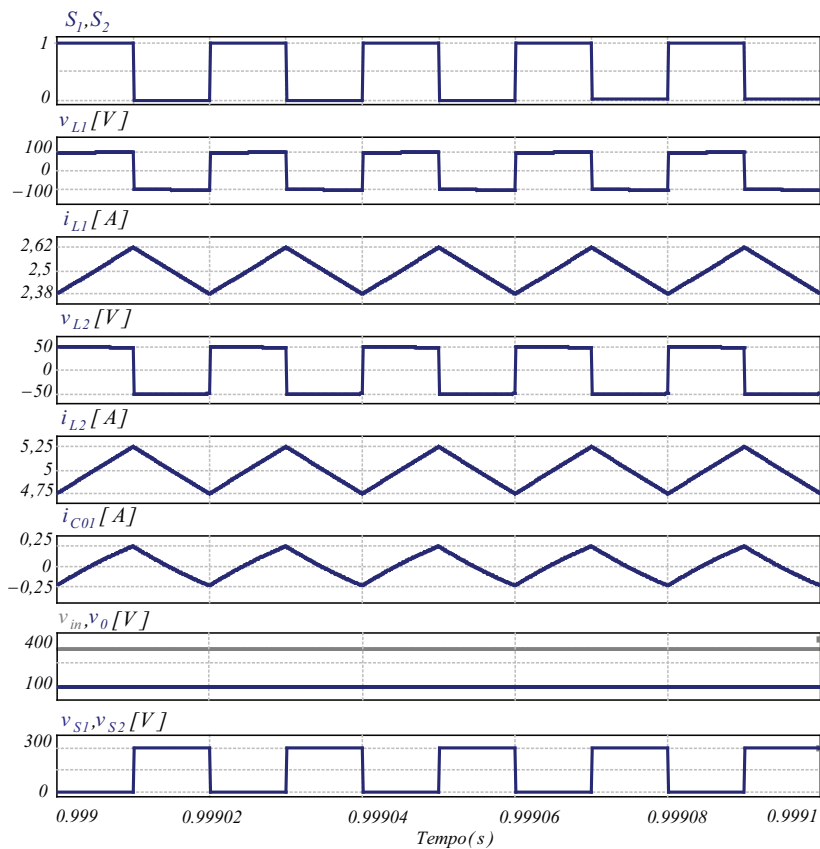


Figura 2.10 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em Condução Contínua.

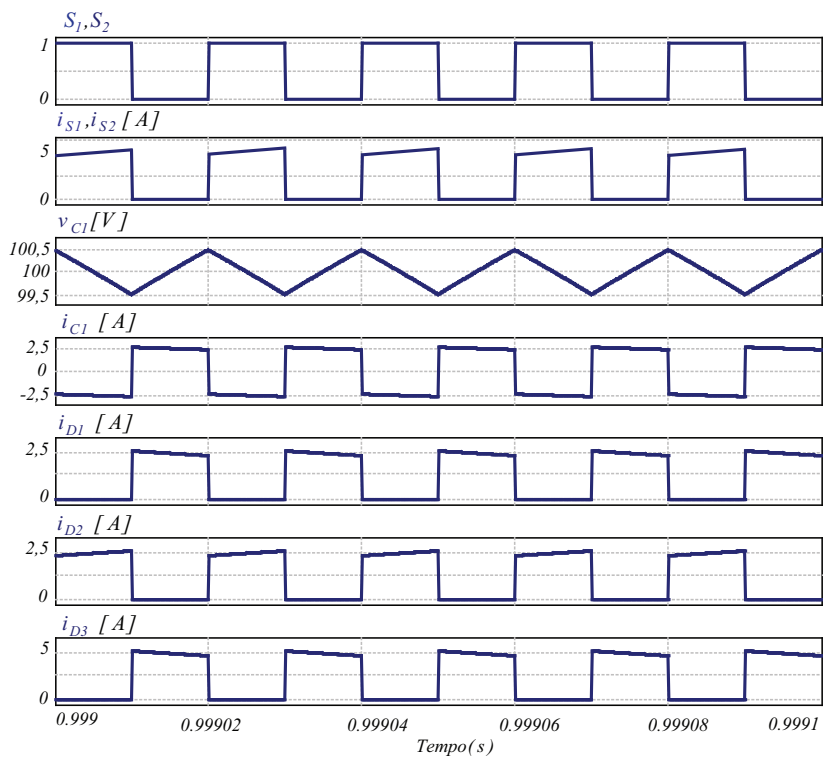


Figura 2.11 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em Condução Contínua.

2.5 Modo de Condução Crítica

Nessa seção são apresentadas as etapas de operação, as formas de onda, o dimensionamento dos componentes e a simulação do conversor com componentes ideais considerando o conversor operando no modo de condução crítica (MCCr).

As etapas de operação para o modo de condução crítica são as mesmas descritas para o modo de condução contínua, conforme descrito na Figura 2.4. O que difere estes dois modos de operação é o fato da corrente nos indutores possuírem valor mínimo I_{min} igual à zero na condução crítica. Com isso, durante a primeira etapa de funcionamento do conversor, as correntes nos indutores L_1 e L_2 são inicialmente nulas e se anulam novamente exatamente no final do período de operação do conversor.

O conversor operando no modo de condução crítica apresenta suas formas de onda nas Figuras 2.12 e 2.13, com seus respectivos intervalos de tempo correspondente a cada etapa.

2.5.1 Projeto dos Componentes do Conversor

Indutor L_1

A análise da ondulação da corrente dos indutores L_1 e L_2 no modo de condução crítica é realizada do mesmo modo feito anteriormente para condução contínua. Assim, a teoria do balanço volt-segundo também é considerada nessa análise, conforme mostrado anteriormente na Equação 2.27. Sendo a Equação 2.31, a equação que define a corrente do capacitor intermediário I_C em condução contínua, para o caso da condução crítica a corrente mínima I_{min} é igualada a zero, conforme segue:

$$I_C = \frac{I_{max} L_1}{2} \quad (2.90)$$

Partindo das Equações 2.35 e 2.36 que definem os valores máximos e mínimos da corrente do indutor L_1 em função da corrente do capacitor intermediário I_C para o modo de condução contínua, o valor da indutância crítica L_{1CR} é obtido fazendo $I_{min} L_1 = 0$ na Equação 2.35, como mostrado na Equação 2.91:

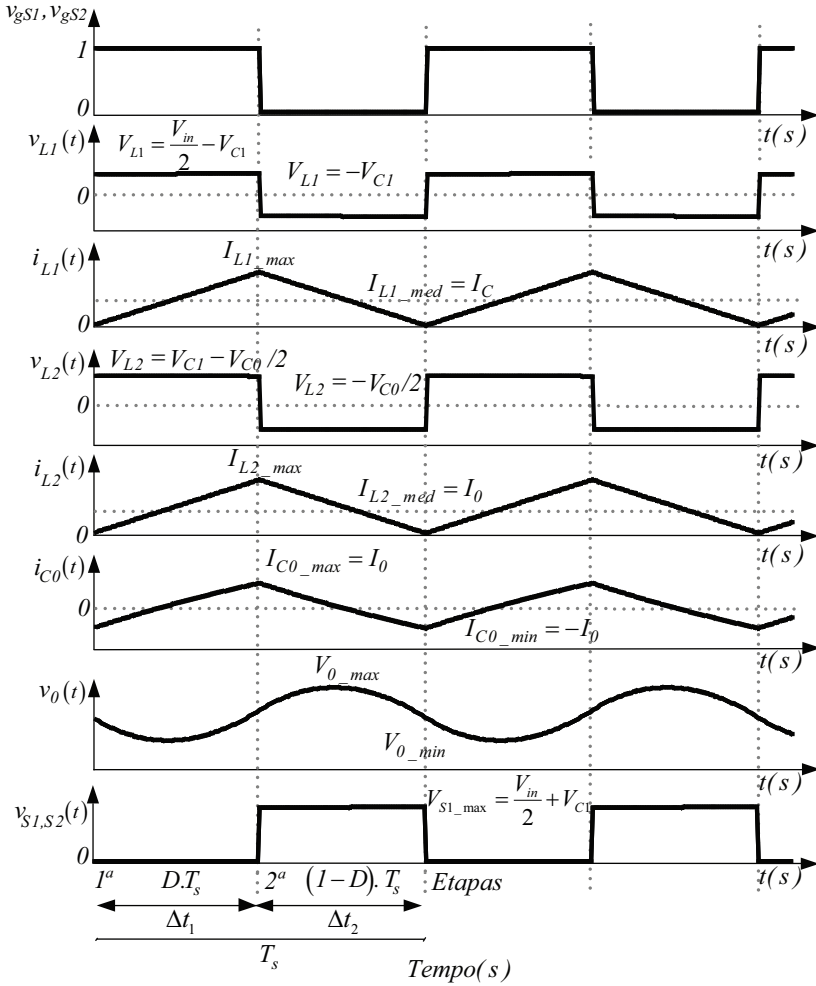


Figura 2.12 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução crítica.

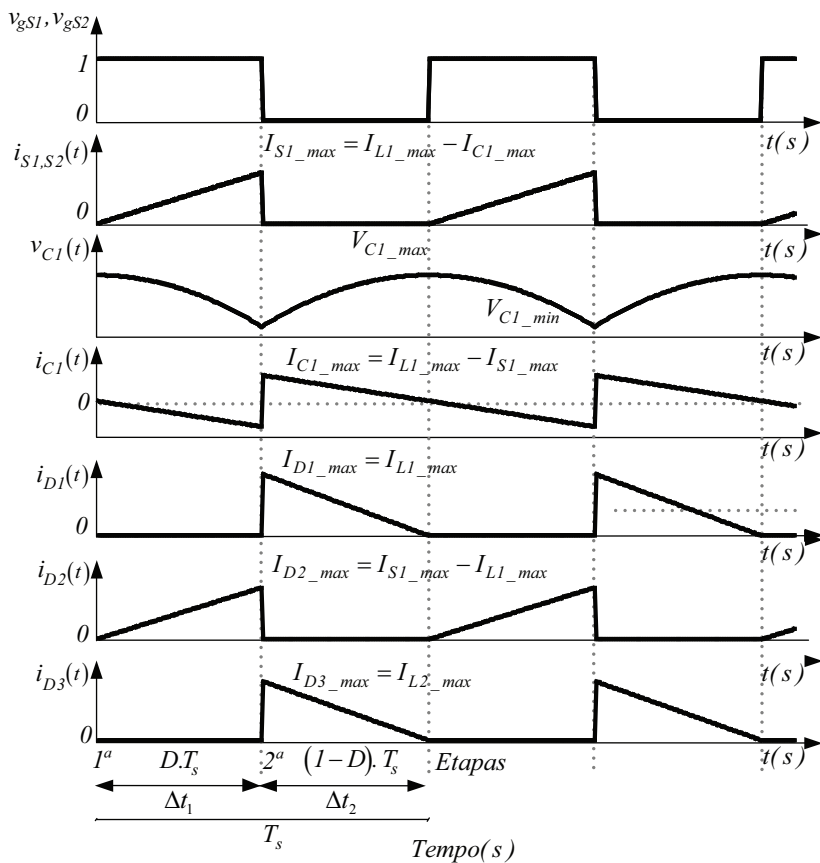


Figura 2.13 – Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução crítica.

$$0 = I_C - V_{C1} \frac{(1 - D)}{2L_{1cr}f_s} \quad (2.91)$$

Rearranjando a Equação 2.91, obtemos a Equação 2.92:

$$L_{1cr} = \frac{V_{C1} \cdot (1 - D)}{2 \cdot f_s \cdot I_C} \quad (2.92)$$

Indutor L_2

Da mesma forma, a teoria do balanço volt-segundo é aplicada para o indutor L_2 , como mostrado anteriormente na Equação 2.37 para a análise em condução contínua. Sabendo também que a Equação 2.41 define a corrente no capacitor de saída em condução contínua, para o caso da condução crítica a corrente mínima I_{min} é igual a zero.

$$I_0 = \frac{I_{\max L2}}{2} \quad (2.93)$$

Com as Equações 2.45 e 2.46 desenvolvidas para os valores mínimos e máximos, da corrente do indutor L_2 em função da corrente do capacitor de saída I_0 para o modo de condução contínua, o valor da indutância crítica é obtido fazendo $I_{\min L2} = 0$ na Equação 2.45, conforme apresentado em 2.94:

$$0 = I_0 - V_{C01} \frac{(1 - D)}{2L_2f_s} \quad (2.94)$$

Rearranjando a Equação 2.94, obtemos a Equação 2.95:

$$L_{2cr} = \frac{V_{C01}}{2f_s I_0} \cdot (1 - D) \quad (2.95)$$

As indutâncias críticas L_{1cr} e L_{2cr} foram projetadas de maneira que o formato das correntes nos indutores varia de zero a I_{max} .

Capacitor Intermediário C_1

Com o objetivo de manter a ondulação de tensão nos capacitores intermediários e no capacitor de saída, as capacitâncias críticas C_1 e C_0 são projetadas. Utilizando o mesmo desenvolvimento descrito anteriormente para condução contínua, como apresentado na Equação 2.54, a Equação 2.96 mostra o novo valor calculado para o capacitor intermediário C_1 na condução crítica, apenas variando o valor dos indutores e

das ondulações de corrente nos indutores.

$$C_1 = \frac{D}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} \cdot \left[I_0 \cdot (1 - D) + \frac{1}{2} \cdot (\Delta I_{L1} - \Delta I_{L2}) + V_i \cdot \frac{D^2}{f_s} \cdot \frac{1}{L_{eq}} - V_i \cdot \frac{D}{f_s} \cdot \left(\frac{1}{L_{1cr}} + \frac{D^2}{L_{2cr}} \right) \right] \quad (2.96)$$

onde: $\Delta I_{L1} = I_{\max L1}$ e $\Delta I_{L2} = I_{\max L2}$ e $L_{eq} = \left(\frac{L_{1cr} \cdot L_{2cr}}{L_{1cr} + L_{2cr}} \right)$;

Capacitor de Saída C_0

Para o cálculo do capacitor de saída C_0 em condução crítica utiliza-se a teoria do balanço de carga no capacitor através da integral:

$$\Delta V_{C0} = \frac{2}{C_0} \cdot \left\{ \int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[\left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_C - V_0}{2 \cdot L_2} \right) \cdot t \right] - I_0 \right] dt \right\} \quad (2.97)$$

Isolando C_0 na Equação 2.158, e colocando no formato da condução crítica, onde $I_{L2\min} = 0$, obtém-se:

$$C_0 = \frac{2}{\Delta V_{C0}} \cdot \left\{ \int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_C - V_0}{2 \cdot L_{2cr}} \right) \cdot t - I_0 \right] dt \right\} \quad (2.98)$$

2.5.2 Dimensionamento dos Componentes do Conversor

No modo de condução crítica as equações para o dimensionamento podem ser obtidas através das formas de onda em cada componente do circuito, ou fazendo $I_{\min L1} = 0$ e $I_{\min L2} = 0$, nas equações para o dimensionamento no modo de condução contínua.

Interruptor S_1

- Corrente Média - A corrente média no interruptor S_1 é dada pela expressão 2.99.

$$I_{S1-med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{I_{\max L2}}{2} \right) \cdot D \cdot T_s \quad (2.99)$$

onde: $I_{\max L2} = 2 \cdot I_0$;

- Corrente Eficaz - A equação para corrente eficaz no modo de condução crítica é semelhante a equação da corrente eficaz no modo de condução contínua, a menos do valor de $I_{minL1} = 0$ e $I_{minL2} = 0$. O valor da indutância é calculado pela expressão da indutância crítica, desenvolvida na seção anterior. Dessa forma, a corrente eficaz no interruptor S_1 é dada pela expressão 2.100.

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.100)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do interruptor S_1 é dada pela Equação 2.101.

$$I_{S1_max} = I_{max L2} \quad (2.101)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o interruptor S_1 é submetido é dada pela Equação 2.102.

$$V_{S1_max} = V_{D2} + V_{C1} \quad (2.102)$$

Diodo D_1

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_1 é dada pela expressão 2.103.

$$I_{D1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{max L1}}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (2.103)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_1 é dada pela expressão 2.104.

$$I_{D1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_{1cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.104)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_1 é dada pela Equação 2.105.

$$I_{D1_max} = I_{max L1} \quad (2.105)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_1 é submetido é dada pela Equação 2.106.

$$V_{D1_max} = V_i \quad (2.106)$$

lembrando que: $V_i = V_{in}/2$

Diodo D_2

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_2 é dada pela expressão 2.107.

$$I_{D2_med} = \frac{1}{T} \cdot \frac{I_{max L1}}{2} \cdot D \cdot T_s \quad (2.107)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_2 é dada pela expressão 2.108.

$$I_{D2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_{1cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.108)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_2 é dada pela Equação 2.109.

$$I_{D2_max} = I_{max L1} \quad (2.109)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_2 é submetido é dada pela Equação 2.110.

$$V_{D2_max} = V_i \quad (2.110)$$

Diodo D_3

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_3 é dada pela expressão 2.111.

$$I_{D3_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{\max L2}}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (2.111)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_3 é dada pela expressão 2.112.

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{-V_0}{L_{2cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.112)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_3 é dada pela Equação 2.113.

$$I_{D3_max} = I_{\max L2} \quad (2.113)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_3 é submetido é dada pela Equação 2.114.

$$V_{D3_max} = V_{C1} \quad (2.114)$$

Indutor L_1

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_1 é dada pela expressão 2.115.

$$I_{L1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{\max L1}}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (2.115)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_1 é dada pela expressão 2.116.

$$I_{L1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1cr}} \right)^2 \cdot t^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left(I_{\max L1} - \frac{V_{C1}}{L_{1cr}} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (2.116)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_1 é dada pela Equação 2.117.

$$I_{L1_max} = I_{max L1} \quad (2.117)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_1 é submetido é dada pela Equação 2.118.

$$V_{L1_max} = V_{C1} \quad (2.118)$$

Indutor L_2

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_2 é dada pela expressão 2.119.

$$I_{L2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{max L2}}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{I_{max L2}}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (2.119)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_2 é dada pela expressão 2.120.

$$I_{L2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1} - V_{01}}{L_{2cr}} \right)^2 \cdot t^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left(I_{max L2} - \frac{V_{01}}{L_{2cr}} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (2.120)$$

onde: $V_{01} = V_0/2$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_2 é dada pela Equação 2.121.

$$I_{L2_max} = I_{max L2} \quad (2.121)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_2 é submetido é dada pela Equação 2.122.

$$V_{L2_max} = V_{01} \quad (2.122)$$

Capacitor Intermediário C_1

- Corrente Média - A corrente média no capacitor C_1 é sempre nula.

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_1 é dada pela expressão 2.125.

$$I_{C1-ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{C1}^2(t) dt} \quad (2.123)$$

$$I_{C1-ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{S1}^2(t) dt - 2 \cdot \left[\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{S1}(t) dt \right] \cdot \left[\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{L1}(t) dt \right] + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{L1}^2(t) dt} \quad (2.124)$$

$$I_{C1ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt - 2 \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t dt \cdot \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1cr}} \right) \cdot t dt \dots \right. \\ \left. + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_{1cr}} \right) \cdot t \right] dt \right\} + \\ \frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt \dots \\ \left. + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_{1cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\} \end{array} \right\}} \quad (2.125)$$

Capacitor de Saída C_0

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor C_0 é sempre nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_0 é dada pela expressão 2.126.

$$I_{C0ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1} - V_{01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t - I_0 \right]^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{-V_{01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t - I_0 \right]^2 dt \right\}} \quad (2.126)$$

Resistor R

A potência e a corrente aplicadas ao resistor são dadas, respectivamente pelas Equações 2.127 e 2.128:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_0} \quad (2.127)$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{R_0}} \quad (2.128)$$

2.5.3 Resultados de Simulação

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação do conversor para o modo de condução crítica (MCCr). As especificações do conversor utilizadas na simulação são as mesmas apresentadas para a condução contínua e são mostradas na Tabela 2. Os parâmetros que diferem o modo de condução crítica do modo de condução contínua são apenas os valores das indutâncias, que nesse caso são dadas por: $L_1 = 200\mu H$ e $L_2 = 50\mu H$. Para manter a ondulação de tensão requerida, os capacitores foram projetados para o modo de condução crítica e são dados por: $C_1 = 50\mu F$ e $C_0 = 25\mu F$. Os resultados de simulação estão apresentados nas Figuras 2.14 e 2.15.

Da mesma maneira que na condução contínua o comando dos interruptores é único para o modo de condução crítica.

Novamente as tensões nos indutores são dadas pelas Equações 2.1, 2.2, 2.4 e 2.5. Porém, os indutores L_1 e L_2 possuem nesse caso ondulação de corrente igual ao seu valor máximo I_{L1max} e I_{L2max} , zerando seu valor a cada período de comutação, o que caracteriza o (MCCr).

O ganho estático é dado pela mesma equação desenvolvida para o (MCC), e a tensão nos interruptores continua com seu valor 75% do valor total do barramento de entrada.

Da mesma maneira que as correntes nos indutores, as correntes nos diodos D_1 , D_2 e D_3 assim como as correntes nos interruptores possuem valor mínimo igual a zero e ondulação máxima igual ao valor máximo de corrente.

Novamente a tensão no capacitor intermediário é dada pela Equação 2.3 e as correntes nos capacitores intermediários e de saída obedecem o teorema do balanço de carga possuindo seu valor médio nulo.

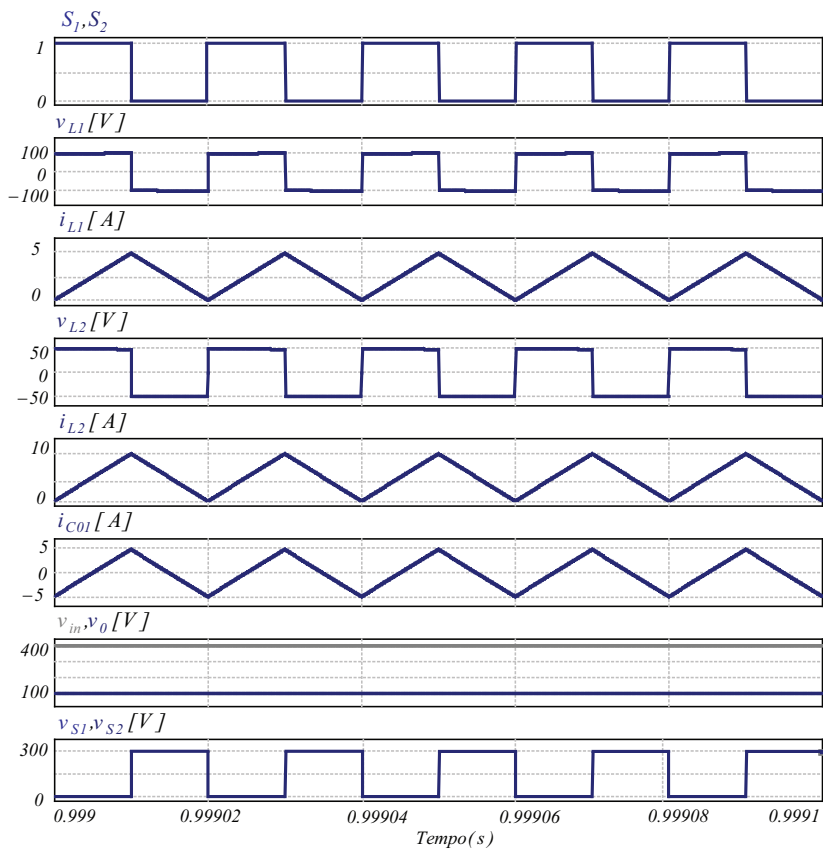


Figura 2.14 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução crítica.

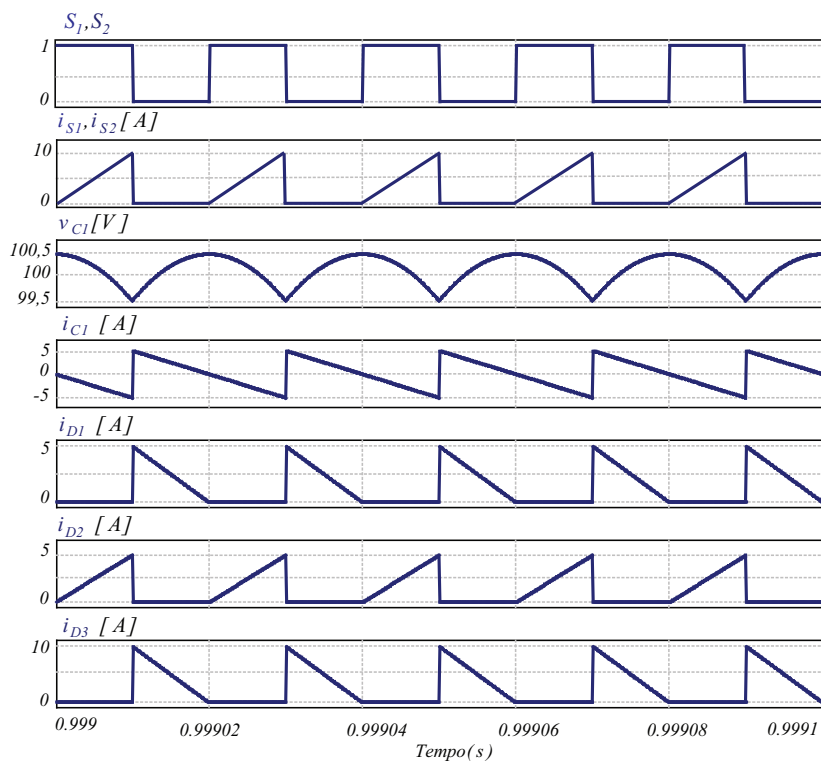


Figura 2.15 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução crítica.

2.6 Modo de Condução Descontínua

Nessa seção são apresentadas as etapas de operação, as formas de onda, o dimensionamento dos componentes e a simulação do conversor com componentes ideais considerando o conversor operando no modo de condução descontínua, conforme mostrado na Figura 2.16. Neste conversor é considerado duas situações onde ocorre o modo de condução descontínua, quando uma das correntes nos indutores se anula antes de completar o período de comutação, conforme seguem:

A primeira situação ocorre quando somente a corrente I_{L2} apresenta descontinuidade, no qual se caracteriza a terceira etapa de operação. Assim, nessa situação o conversor opera na 1ª, 2ª e 3ª etapas.

A segunda situação considerada como condução descontínua e analisada nesse trabalho ocorre quando as correntes I_{L1} e I_{L2} apresentem descontinuidade durante o mesmo intervalo de tempo, caracterizando a quarta etapa de operação. Nessa situação o conversor funciona nas 1ª, 2ª, 3ª e 4ª etapas de operação.

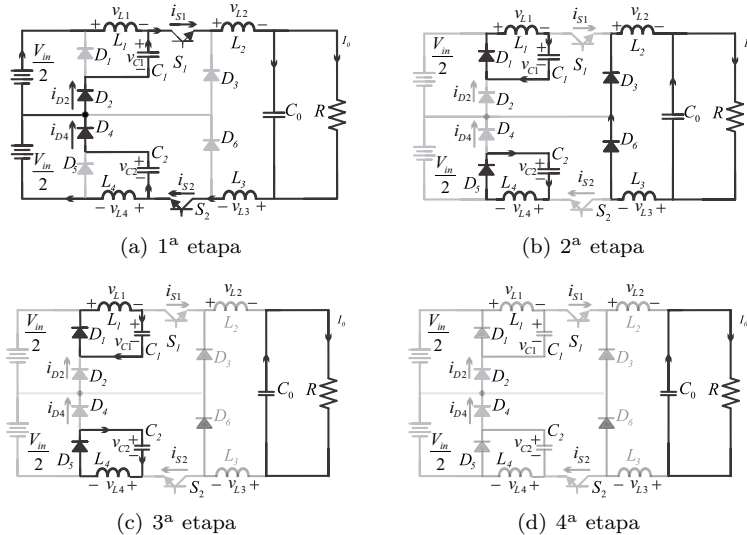


Figura 2.16 – Etapas de Operação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução descontínua.

As etapas de operação para o modo de condução descontínua são descritas a seguir. A 1ª e 2ª etapas de operação, são idênticas ao modo

de condução contínua, por essa razão não serão descritas novamente nessa seção. Apenas lembrando que para o modo de condução descontínua o intervalo de tempo correspondente a segunda etapa é igual a $(D_1.T_s)$, ou seja, comparando ao intervalo referente a segunda etapa nas conduções contínua e crítica, tem-se: $[(1 - D).T_s = (D_1 + D_2 + D_3).T_s]$

3ª Etapa ($D_2.T_s$):

Nessa etapa toda a energia armazenada em L_2 foi transferida à carga. Com isso o diodo D_3 bloqueia e o capacitor de saída C_0 alimenta a carga. Os indutores L_1 e L_4 continuam fornecendo energia para os capacitores intermediários C_1 e C_2 , respectivamente.

4ª Etapa ($D_3.T_s$):

Nessa etapa toda a energia armazenada em L_1 e L_4 foi transferida. Com isso, os diodos D_1 e D_5 bloqueiam e o capacitor C_0 alimenta a carga.

O conversor operando no modo de condução descontínua apresenta as formas de onda nas Figuras 2.17 e 2.18, com seus respectivos intervalos de tempo correspondente a cada etapa.

2.6.1 Ganho Estático em Condução Descontínua

Analisando a tensão no indutor L_1 para a 1ª e 2ª etapas de operação em condução descontínua, tem-se:

1ª Etapa ($D.T_s$):

$$v_{L1} = L_{1des} \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (2.129)$$

$$V_i - V_{C1} = L_{1des} \cdot \frac{I_{\max L1}}{\Delta t_1} = L_{1des} \cdot \frac{I_{\max L1}}{d.T} \quad (2.130)$$

lembrando que: $V_i = V_{in}/2$;

2ª Etapa ($D_1.T_s$):

$$v_{L1} = L_{1des} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.131)$$

$$v_{C1} = L_{1des} \cdot \frac{I_{\max L1}}{\Delta t_2} = L_{1des} \cdot \frac{I_{\max L1}}{d_1.T} \quad (2.132)$$

Isolando a corrente máxima do indutor L_1 , tem-se:

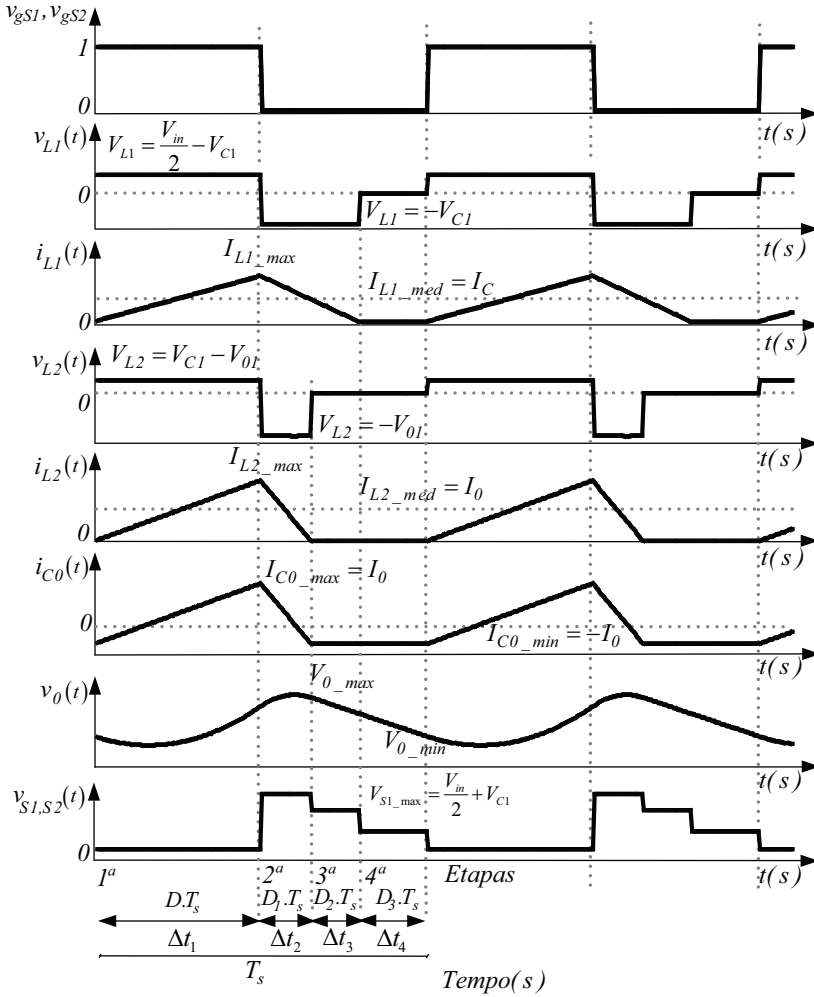


Figura 2.17 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução descontínua.

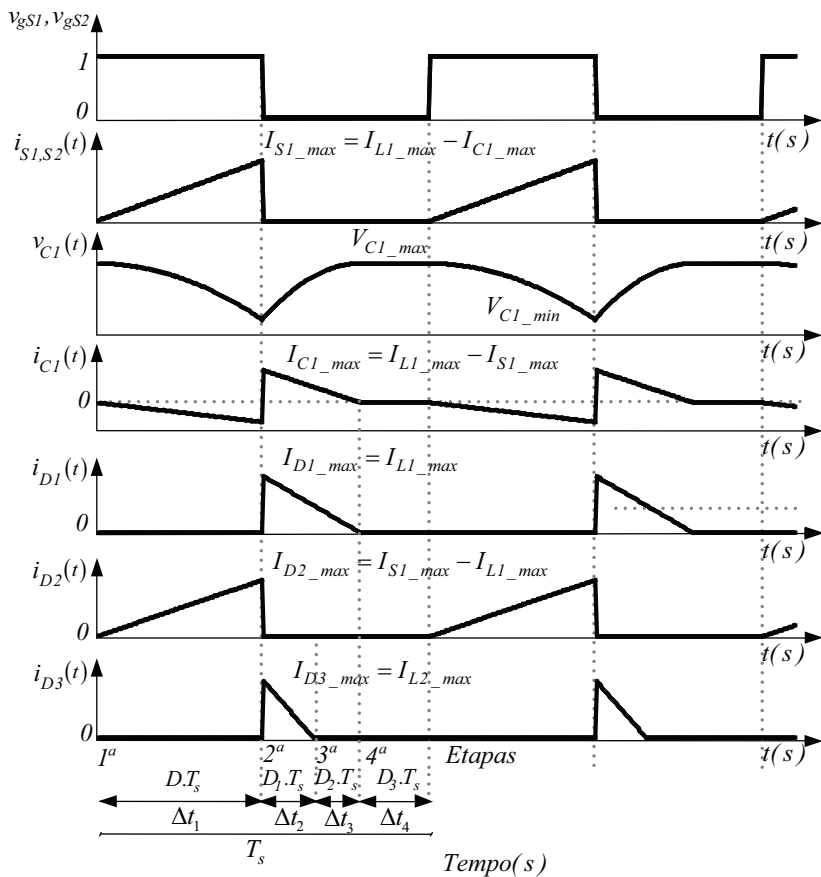


Figura 2.18 – Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução descontínua.

$$I_{\max L1} = \left(\frac{V_{C1} - V_i}{L_{1des}} \right) \cdot L_{1des} \frac{D}{f_s} = \left(\frac{V_{C1}}{L_{1des}} \right) \cdot \frac{D_1}{f_s} \quad (2.133)$$

Se a Equação 2.133 for desenvolvida para o modo de condução contínua, pode-se chegar à 1ª parte do ganho estático do Conversor Duplo Buck Quadrático Puro. Porém, o que diferencia este modo de operação, na 1ª parte da análise é a corrente máxima $I_{\max L1}$. Analisa-se então a 1ª parte da equação do ganho estático de outro ponto de vista, convencionalmente utilizado para condução descontínua, conforme segue:

Observando as Figuras 2.17 e 2.18, pode-se obter a Equação 2.134 para a 1ª parte da análise.

$$I_C - I_{ent} = \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot D_1 \quad (2.134)$$

onde $\begin{cases} I_{ent} - \text{corrente de entrada;} \\ I_C - \text{corrente no capacitor intermediário.} \end{cases}$

Isolando $I_{\max L1}$ da Equação 2.134 e igualando à Equação 2.132, obtém-se:

$$I_{\max L1} = \frac{2}{d_1} (I_C - I_{ent}) = \frac{V_{C1} \cdot D_1}{L_{1des} \cdot f_s} \quad (2.135)$$

$$\frac{2}{D_1} \cdot \left(I_C - \frac{V_{C1}}{V_i} \cdot I_C \right) = \frac{V_{C1} \cdot D_1}{L_{1des} \cdot f_s} \quad (2.136)$$

Lembrando que $P_i = P_{in}/2$:

$$P_i = P_{C1} \quad (2.137)$$

$$\frac{I_i}{I_{C1}} = \frac{V_{C1}}{V_i} \quad (2.138)$$

Isolando V_{C1}/V_i na Equação 2.136, encontra-se a Equação 2.139 referente a 1ª parte da equação do ganho estático ideal para o Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução descontínua:

$$\frac{V_{C1}}{V_i} = 1 - \frac{V_{C1} \cdot D_1^2}{2I_C L_{1des} \cdot f_s} \quad (2.139)$$

Repetindo a análise da corrente, agora para o indutor L_2 para a

1ª e 2ª etapas de operação tem-se:

1ª Etapa ($D.T_s$):

$$V_{L2} = L_{2des} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.140)$$

$$V_{C1} - V_{01} = L_{2des} \cdot \frac{I_{\max L2}}{\Delta t_1} = L_{2des} \cdot \frac{I_{\max L2}}{d.T_s} \quad (2.141)$$

2ª Etapa ($D_1.T_s$):

$$V_{L2} = L_{2des} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2.142)$$

$$V_{01} = L_{2des} \cdot \frac{I_{\max L2}}{\Delta t_2} = L_{2des} \cdot \frac{I_{\max L2}}{d_1.T_s} \quad (2.143)$$

Isolando a corrente máxima do indutor L_2 , tem-se:

$$I_{\max L2} = \left(\frac{V_{C1} - V_{01}}{L_{2des}} \right) \cdot \frac{D}{f_s} = \frac{V_{01}}{L_{2des}} \cdot \frac{D_1}{f_s} \quad (2.144)$$

Novamente, se a Equação 2.144 for desenvolvida para o modo de condução contínua, pode-se chegar a 2ª parte do ganho estático do Conversor Duplo Buck Quadrático. Porém, o que diferencia este modo de operação, na 2ª parte da análise é a corrente máxima $I_{\max L2}$. Analisa-se então esta 2ª parte da equação do ganho estático de outro ponto de vista, convencionalmente utilizado para condução descontínua, conforme segue:

Observando as Figuras 2.17 e 2.18, é obtida a Equação 2.145 para a 2ª parte da análise.

$$I_0 - I_C = \frac{I_{\max L2}}{2} \cdot D_1 \quad (2.145)$$

Isolando $I_{\max L2}$ da Equação 2.144 e igualando à Equação 2.143, obtém-se:

$$I_{\max L2} = \frac{2}{D_1} (I_0 - I_{ent}) = \frac{V_{01} \cdot D_1}{L_{2des} \cdot f_s} \quad (2.146)$$

onde: $V_{01} = V_0/2$

$$\frac{2}{D_1} \cdot \left(I_0 - \frac{V_{01}}{V_{C1}} \cdot I_0 \right) = \frac{V_{01} \cdot D_1}{L_{2des} \cdot f_s} \quad (2.147)$$

Lembrando que:

$$P_{C1} = P_{O1} \quad (2.148)$$

$$\frac{I_C}{I_0} = \frac{V_{O1}}{V_{C1}} \quad (2.149)$$

Isolando V_{O1}/V_{C1} na Equação 2.147, encontra-se a Equação 2.150 referente a 2ª parte da equação do ganho estático ideal para o Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução descontínua:

$$\frac{V_{O1}}{V_{C1}} = 1 - \frac{V_{O1} \cdot D_1^2}{2I_0 L_{2des} \cdot f_s} \quad (2.150)$$

Para obter o ganho estático total do conversor considera-se os dois circuitos em cascata das Equações 2.139 e 2.150, obtendo a Equação 2.151.

$$\frac{V_{O1}}{V_i} = \left(1 - \frac{V_{C1} \cdot D_1^2}{2I_C L_{1des} \cdot f_s}\right) \cdot \left(1 - \frac{V_{O1} \cdot D_1^2}{2I_0 L_{2des} \cdot f_s}\right) \quad (2.151)$$

Ou ainda, reescrevendo de forma compacta a Equação 2.151, obtém-se a Equação 2.152, que representada a expressão do ganho estático total do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução descontínua:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \left(1 - \frac{V_{C1} \cdot D_1^2}{2 \cdot I_C \cdot L_{1des} \cdot f_s}\right)^2 \quad (2.152)$$

Os parâmetros apresentados em 2.152, são mais comuns de serem encontrados nas especificações de projeto. Observa-se que a razão cíclica D_1 deve ser capaz de compensar tanto as variações da tensão de entrada V_{in} quanto as variações de carga.

2.6.2 Projeto dos Componentes do Conversor

Indutor L_1

O valor da ondulação da corrente do indutor L_1 no modo de condução descontínua é dado por:

$$\Delta i_{L1_des} = I_{\max L1} = \frac{V_{C1} \cdot D_1}{L_{1des} \cdot f_s} \quad (2.153)$$

A indutância de entrada L_1 em condução descontínua é dada por:

$$L_{1des} = \frac{V_{C1} \cdot D_1}{I_{\max L1} \cdot f_s} \quad (2.154)$$

Indutor L_2

Repetindo a análise para obtenção do valor da ondulação da corrente do indutor L_2 no modo de condução descontínua, tem-se:

$$\Delta i_{L2_des} = I_{\max L2} = \frac{V_{01} \cdot D_1}{L_{2des} \cdot f_s} \quad (2.155)$$

A indutância intermediária L_2 em condução descontínua é dada por:

$$L_{2des} = \frac{V_{01} \cdot D_1}{I_{\max L2} \cdot f_s} \quad (2.156)$$

Capacitor Intermediário C_1

Com o objetivo de manter a ondulação de tensão nos capacitores intermediários e no capacitor de saída, as capacitâncias descontínuas C_1 e C_0 são projetadas. Utilizando o mesmo desenvolvimento descrito anteriormente para condução contínua, como apresentado na Equação 2.54, a Equação 2.157 mostra o cálculo do capacitor intermediário C_1 em condução descontínua, apenas variando o valor dos indutores e das ondulações de corrente nos indutores.

$$C_1 = \frac{D}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} \cdot \left[I_0 \cdot D_1 + \frac{1}{2} \cdot (\Delta I_{L1} - \Delta I_{L2}) + V_i \cdot \frac{D^2}{f_s} \cdot \frac{1}{L_{eq}} - V_i \cdot \frac{D}{f_s} \cdot \left(\frac{1}{L_{1des}} + \frac{D^2}{L_{2des}} \right) \right] \quad (2.157)$$

onde: $\Delta I_{L1} = I_{\max L1}$, $\Delta I_{L2} = I_{\max L2}$ e $L_{eq} = \left(\frac{L_{1des} \cdot L_{2des}}{L_{1des} + L_{2des}} \right)$;

Capacitor de Saída C_0

Para o cálculo do capacitor de saída C_0 em condução descontínua

utilizamos a teoria do balanço de carga no capacitor através da integral:

$$\Delta V_{C0} = \frac{2}{C_0} \cdot \left\{ \int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[\left[I_{\min L2} + \left(\frac{V_C - V_0}{2 \cdot L_{2des}} \right) \cdot t \right] - I_0 \right] dt \right\} \quad (2.158)$$

Isolando C_0 na Equação 2.158, e colocando no formato da condução descontínua, onde $I_{L2min} = 0$, obtém-se:

$$C_0 = \frac{2}{\Delta V_{C0}} \cdot \left\{ \int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_C - V_0}{2 \cdot L_{2des}} \right) \cdot t - I_0 \right] dt \right\} \quad (2.159)$$

2.6.3 Cálculo dos Tempos de Condução

Conforme ilustrado na Figura 2.19, o cálculo dos intervalos de corrente no indutor L_1 são realizados através da tensão do indutor para cada etapa. Para facilitar o entendimento do conversor operando no modo descontínuo, os intervalos de condução são mantidos os mesmos da Figura 2.17.

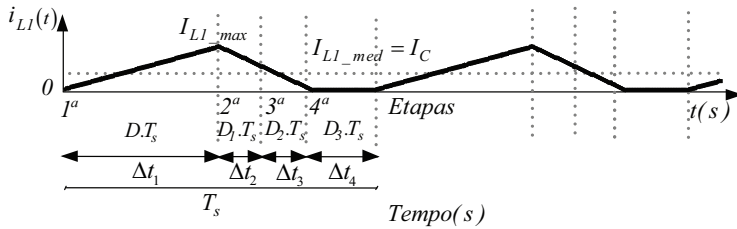


Figura 2.19 – Corrente do indutor L_1 no modo de condução descontínua do Conversor Duplo Buck Quadrático.

1ª Etapa ($D \cdot T_s$):

$$V_{L1.1Etapa} = \frac{L_{desL1} \cdot di_L}{dt} \quad (2.160)$$

$$V_i - V_{C1} = \frac{L_{desL1} \cdot I_{\max L1}}{D \cdot T_s} \quad (2.161)$$

$$D = \frac{L_{desL1} \cdot I_{\max L1} \cdot f_s}{V_i - V_{C1}} \quad (2.162)$$

2ª Etapa ($D_1.T_s$):

$$V_{L1.2Etapa} = \frac{L_{desL1} \cdot di_L}{dt} \quad (2.163)$$

$$V_{C1} = \frac{L_{desL1} \cdot I_{\max L1}}{(D_1 + D_2) \cdot T_s} \quad (2.164)$$

$$(D_1 + D_2) = \frac{L_{desL1} \cdot I_{\max L1} \cdot f_s}{V_{C1}} \quad (2.165)$$

$$D_1 = \frac{L_{desL1} \cdot I_{\max L1} \cdot f_s}{V_{C1}} - D_2 \quad (2.166)$$

3ª Etapa ($d_2.T_s$):

$$D_2 = \frac{L_{desL1} \cdot I_{\max L1} \cdot f_s}{V_{C1}} - D_1 \quad (2.167)$$

4ª Etapa ($d_3.T_s$):

$$D_3 = 1 - D - (D_1 + D_2) \quad (2.168)$$

Fazendo a mesma análise realizada do indutor L_1 , para o cálculo dos intervalos de corrente no indutor L_2 , conforme ilustrado na Figura 2.20, onde os cálculos são realizados através da tensão do indutor para cada etapa. Para facilitar o entendimento do conversor operando modo descontínuo, os intervalos de condução são mantidos os mesmos da Figura 2.17.

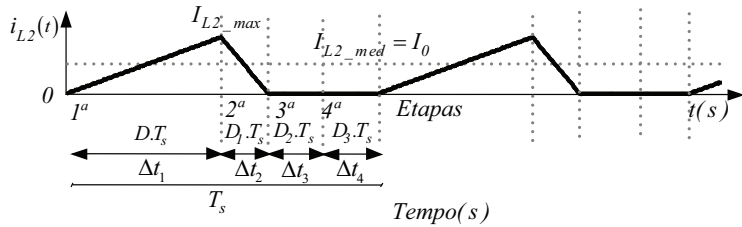


Figura 2.20 – Corrente do indutor L_2 no modo de condução descontínua do Conversor Duplo Buck Quadrático.

1ª Etapa ($D.T_s$):

$$V_{L2_1Etapa} = \frac{L_{desL2} \cdot di_L}{dt} \quad (2.169)$$

$$V_{C1} - V_{01} = \frac{L_{desL2} \cdot I_{\max L2}}{d \cdot T_s} \quad (2.170)$$

$$D = \frac{L_{desL2} \cdot I_{\max L2} \cdot f_s}{V_{C1} - V_{01}} \quad (2.171)$$

2ª Etapa ($d_1 \cdot T_s$):

$$V_{L2_2Etapa} = \frac{L_{desL2} \cdot di_L}{dt} \quad (2.172)$$

$$V_{01} = \frac{L_{desL2} \cdot I_{\max L2}}{d_1 \cdot T_s} \quad (2.173)$$

$$D_1 = \frac{L_{desL2} \cdot I_{\max L2} \cdot f_s}{V_{01}} \quad (2.174)$$

3ª Etapa ($D_2 \cdot T_s$):

$$D_2 = 1 - D - D_1 - D_3 \quad (2.175)$$

4ª Etapa ($D_3 \cdot T_s$):

$$D_3 = 1 - D - D_1 - D_2 \quad (2.176)$$

2.6.4 Dimensionamento dos Componentes do Conversor

No modo de condução descontínua as equações para o dimensionamento podem ser obtidas através das formas de onda em cada componente do circuito. Ou ainda, pode-se utilizar o dimensionamento feito anteriormente para o modo de condução contínua, substituindo o valor das correntes para $I_{\min L1} = 0$ e $I_{\min L2} = 0$, o valor das indutâncias descontínuas L_{1des} e L_{2des} e os intervalos de tempo de condução.

Interruptor S_1

- Corrente Média - A corrente média no interruptor S_1 é dada pela expressão 2.177.

$$I_{S1_med} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{I_{\max L2}}{2} \right) \cdot D \cdot T_s \quad (2.177)$$

onde: $I_{\max L2} = 2 \cdot I_0$;

- Corrente Eficaz - A equação para corrente eficaz no modo de condução descontínua é semelhante a equação da corrente eficaz no modo de condução contínua, a menos dos valores de $I_{\min L1} = 0$ e $I_{\min L2} = 0$. O valor da indutância é calculado pela expressão da indutância descontínua, desenvolvida na seção anterior. Dessa forma, a corrente eficaz no interruptor S_1 é dada pela expressão 2.178.

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1} - V_{01}}{L_{2des}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (2.178)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do interruptor S_1 é dada pela Equação 2.179.

$$I_{S1_max} = I_{\max L2} \quad (2.179)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o interruptor S_1 é submetido é dada pela Equação 2.180.

$$V_{S1_max} = V_{D2} + V_{C1} \quad (2.180)$$

Diodo D_1

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_1 é dada pela expressão 2.181.

$$I_{D1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot (D_1 + D_2) \cdot T_s \quad (2.181)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_1 é dada pela expressão 2.182.

$$I_{D1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{(D_1+D_2) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_{1des}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (2.182)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_1 é dada pela Equação 2.183.

$$I_{D1_{\max}} = I_{\max L1} \quad (2.183)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_1 é submetido é dada pela Equação 2.184.

$$V_{D1_{\max}} = V_i \quad (2.184)$$

Diodo D_2

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_2 é dada pela expressão 2.185.

$$I_{D2_{med}} = \frac{1}{T_s} \cdot \left(\frac{I_{\max L2} - I_{\max L1}}{2} \right) \cdot D \cdot T_s \quad (2.185)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_2 é dada pela expressão 2.186.

$$I_{D2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1_{des}} - V_{01_{des}}}{L_{2des}} \cdot t \right) - \left(\frac{V_i - V_{C1_{des}}}{L_{1des}} \cdot t \right) \right]^2 dt \right\}} \quad (2.186)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_2 é dada pela Equação 2.187.

$$I_{D2_{\max}} = I_{\max L2} - I_{\max L1} \quad (2.187)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_2 é submetido é dada pela Equação 2.188.

$$V_{D2_max} = V_i \quad (2.188)$$

Diodo D_3

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_3 é dada pela expressão 2.189.

$$I_{D3_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{max} L2}{2} \cdot D1 \cdot T_s \quad (2.189)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_3 é dada pela expressão 2.190.

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D1 \cdot T_s} \left[I_{max} L2 + \left(\frac{-V_{01}}{L2_{des}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (2.190)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_3 é dada pela Equação 2.191.

$$I_{D3_max} = I_{max} L2 \quad (2.191)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_3 é submetido é dada pela Equação 2.192.

$$V_{D3_max} = V_{C1_des} \quad (2.192)$$

Indutor L_1

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_1 é dada pela expressão 2.193.

$$I_{L1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{max} L1}{2} \cdot d \cdot T_s + \frac{I_{max} L1}{2} \cdot (D1 + D2) \cdot T_s \right] \quad (2.193)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_1 é dada pela expressão 2.194.

$$I_{L1-ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i - V_{C1-des}}{L_{1des}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{(D_1 + D_2) \cdot T_s} \left(I_{\max L1} - \frac{V_{C1-des}}{L_{1des}} \cdot t \right)^2 dt \right\}} \quad (2.194)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_1 é dada pela Equação 2.36.
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_1 é submetido é dada pela Equação 2.195.

$$V_{L1-\max} = V_{C1-des} \quad (2.195)$$

Indutor L_2

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_2 é dada pela expressão 2.196.

$$I_{L2-med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{\max L2}}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{I_{\max L2}}{2} \cdot D_1 \cdot T_s \right] \quad (2.196)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_2 é dada pela expressão 2.197.

$$I_{L2-ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1-des} - V_{01-des}}{L_{2des}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D_1 \cdot T_s} \left(I_{\max L2} - \frac{V_{01-des}}{L_{2des}} \cdot t \right)^2 dt \right\}} \quad (2.197)$$

onde: $V_{01-des} = V_{0-des}/2$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_2 é dada pela Equação 2.46.
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_2 é submetido é dada pela Equação 2.198.

$$V_{L2-\max} = V_{01} \quad (2.198)$$

Capacitor Intermediário C_1

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor, ou seja em C_1 , é sempre nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_1 é dada pela expressão 2.199.

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{C1}^2(t) dt} \quad (2.199)$$

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{S1}^2(t) dt - 2 \cdot \left[\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{S1}(t) dt \right] \cdot \left[\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{L1}(t) dt \right] + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} I_{L1}^2(t) dt} \quad (2.200)$$

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2des}} \right) \cdot t \right]^2 dt - 2 \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2des}} \right) \cdot t dt \cdot \left\{ \begin{array}{l} \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1des}} \right) \cdot t dt \dots \\ + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_{1des}} \right) \cdot t \right] dt \end{array} \right\} + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left\{ \begin{array}{l} \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1des}} \right) \cdot t \right]^2 dt \dots \\ + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{-V_{C1}}{L_{1des}} \right) \cdot t \right]^2 dt \end{array} \right\} dt} \quad (2.201)$$

Capacitor de Saída C_0

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor, ou seja em C_0 , é sempre nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_0 é dada pela expressão 2.202.

$$I_{C0_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1} - V_{01}}{L_{2des}} \right) \cdot t - I_0 \right]^2 dt + \int_0^{D_1 \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{-V_{01}}{L_{2des}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\} + \int_0^{(D_2 + D_3) \cdot T_s} (-I_0)^2 dt} \quad (2.202)$$

Resistor R

A potência e a corrente aplicadas ao resistor são dadas, respectivamente pelas Equações 2.203 e 2.204:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_0} \quad (2.203)$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{R_0}} \quad (2.204)$$

2.6.5 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação para o modo de condução descontínua estão apresentados nas Figuras 2.21 e 2.22. As especificações do conversor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 2. Da mesma maneira que na condução crítica, os valores dos indutores e dos capacitores na condução descontínua diferem da condução contínua e são dados por: $L_1 = 40\mu H$, $L_2 = 10\mu H$, $C_1 = 540\mu F$ e $C_0 = 89\mu F$.

Para o modo de condução descontínua (MCD) o comando dos interruptores S_1 e S_2 também é único. No entanto, diferente dos (MCC) e (MCCr), o (MCD) possui quatro etapas de operação.

Nesse modo de operação a equação do ganho estático é alterada, conforme apresentado na Equação 2.152. Por essa razão, para os valores de indutância L_1 e L_2 escolhidos, a tensão de saída V_0 é a metade do valor da tensão de entrada V_{in} .

As correntes nos indutores L_1 e L_2 possuem no início do período de chaveamento um valor nulo, e variam até um valor máximo na 1ª etapa de operação, conforme mostrado nas Equações 2.133 e 2.144. Na 2ª etapa de operação os indutores L_1 e L_2 se descarregam, como mostrado anteriormente nos modos de condução contínua e crítica. Quando a corrente do indutor L_2 se anula temos a 3ª etapa de operação, característica do (MCD).

A 3ª etapa de operação também pode ser percebida nas tensões dos interruptores, na corrente do capacitor de saída e na tensão do indutor L_2 , conforme ilustrado na Figura 2.17. Contudo, o indutor L_1 continua se descarregando.

Somente quando a corrente no indutor L_1 se anula, temos a 4ª etapa de operação. Assim, as tensões nos interruptores caem e a tensão no indutor L_1 passa a ser nula. Nessa etapa apenas o capacitor de saída C_{01} alimenta a carga, sendo que a corrente no restante dos componentes é nula.

Quando os interruptores são comandados a fechar, recomeça um novo período.

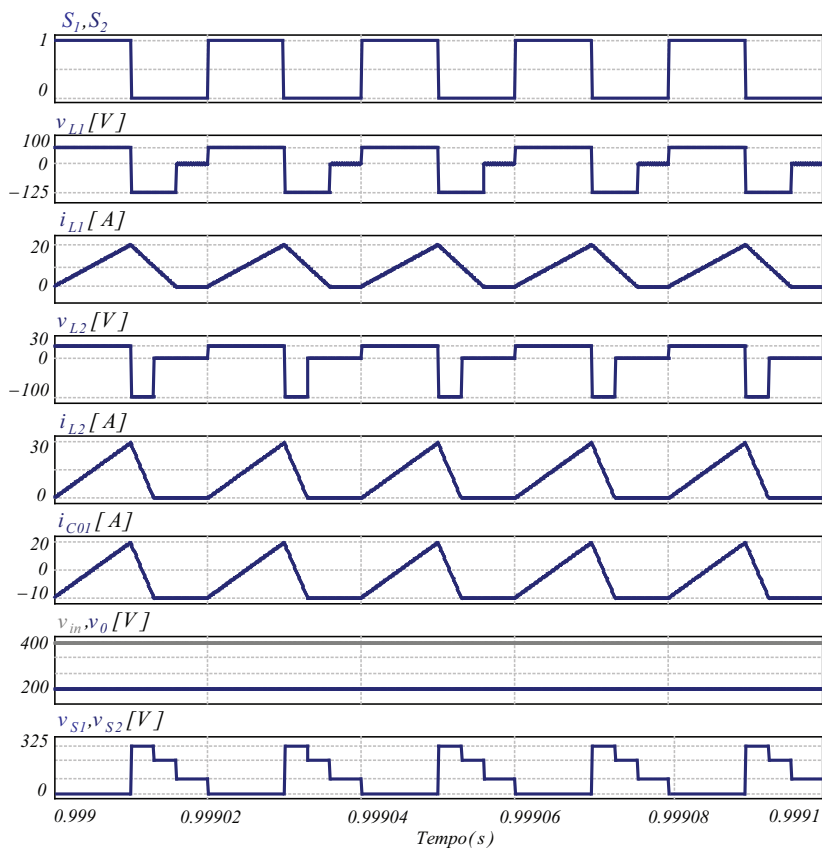


Figura 2.21 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução descontinua.

2.7 Característica Externa

Reescrevendo novamente as equações dos ganhos estáticos em condução contínua (Equação 2.7) e em condução descontinua (Equação 2.152) respectivamente, tem-se:

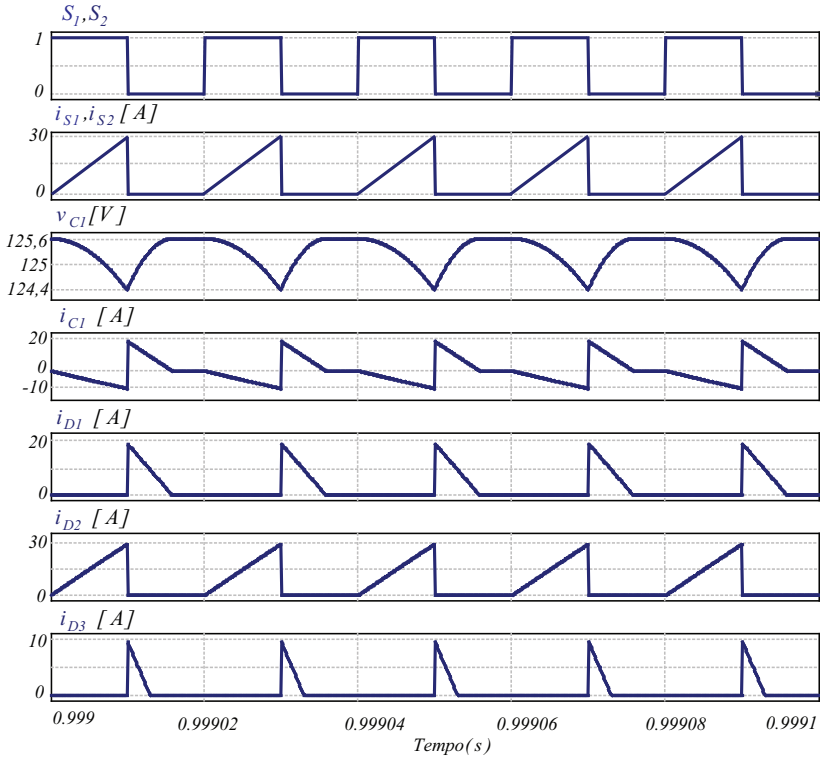


Figura 2.22 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução descontínua.

$$MCC \quad \rightarrow \quad \frac{V_0}{V_{in}} = D^2 \quad (2.205)$$

$$MCD \quad \rightarrow \quad \frac{V_0}{V_{in}} = \left(1 - \frac{V_{C1} \cdot D_1^2}{2 \cdot I_0 \cdot L_{desL1} \cdot f_s} \right)^2 \quad (2.206)$$

Fazendo $a = V_0/V_{in}$ nas Equações 2.205 e 2.206, e $\gamma = 2 \cdot I_0 \cdot L_{desL1} \cdot f_s / V_{in}$ na Equação 2.206, determina-se as equações do ganho estático para condução contínua e descontínua de forma simplificada.

$$a = (D)^2 \quad (2.207)$$

$$a = \left(\frac{D^2}{\gamma + D^2} \right)^2 \quad (2.208)$$

Substituindo a Equação 2.207 na Equação 2.208, obtém-se a Equação 2.209 que representa o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua. Isso significa que uma vez determinado "a", encontra-se o máximo valor de γ para o qual a condução é contínua.

$$\gamma = \sqrt{a} - a \quad (2.209)$$

Com as Equações 2.205, 2.206 e 2.209, é possível traçar as curvas que representam a característica externa do Conversor Duplo Buck Quadrático. A Figura 2.23 apresenta a característica externa do conversor. Nesta Figura pode-se observar que para o MCD nas duas situações analisadas neste trabalho a região de descontinuidade apresenta o ganho estático variando conforme a variação da carga. A curva limite é mostrada para o MCCR. Além disso, os valores constantes de razão cíclica são apresentados para o MCC, com os valores de $D = 0,25$, $D = 0,5$ e $D = 0,75$.

2.8 Conclusão

Nesse capítulo foi realizada a análise em regime permanente do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto. A partir da análise da topologia proposta, os resultados de simulação foram apresentados nos três modos de condução, onde se pode comprovar os cálculos dos

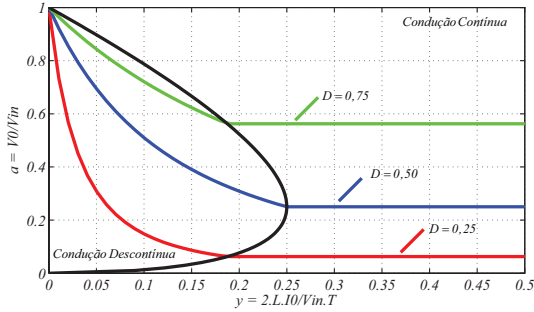


Figura 2.23 – Característica externa do Conversor Duplo Buck Básico Quadrático.

esforços nos seus componentes. A curva de característica estática foi levantada, e mostra que no modo de condução contínua, para uma dada razão cíclica, o ganho estático permanece com valor fixo. Já para o modo de condução descontínua, para a mesma razão cíclica determinada, o ganho estático varia dependente da carga.

3 Modelagem Dinâmica e Controle do Conversor Duplo Buck Quadrático

3.1 Introdução

Nesse Capítulo é apresentado o modelo dinâmico através da técnica por espaço de estado do Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto, para o conversor analisado no MCC. Além disso, é mostrado o controle dos picos de corrente frente aos degraus de carga e o controle da tensão de saída. Para a comparação do comportamento do conversor três metodologias são adotadas: a variação de carga com o conversor operando em malha aberta, o controle apenas da tensão de saída e o controle da tensão de saída e da corrente de entrada. O desempenho dessas metodologias são então comparados. Os controladores utilizados, tanto para a malha de corrente quanto para a malha de tensão, são do tipo proporcional integral (PI). Os resultados de simulação ilustram a teoria apresentada.

3.2 Modelo Equivalente por Espaço de Estado

O controle clássico é utilizado em sistemas que necessitam apenas de uma entrada e uma saída. Para sistemas que requerem múltiplas entradas e saídas, onde as técnicas de controle clássico não seriam eficientes, utiliza-se da modelagem por espaço de estado. Por meio dessa técnica pode-se avaliar uma planta de controle com múltiplas entradas

e saídas, obtendo modelos mais precisos que representam com fidelidade o sistema. Para obtenção do modelo, não é necessário que as variáveis de estado representem grandezas físicas do sistema, todavia ao representarem grandezas físicas podem facilitar a implementação do controle, [50], [46], [51].

O sistema que possui ao menos uma entrada, uma saída e duas ou mais variáveis de estado que não possuam relação linear entre si, pode ser representado a seguir:

Equação de entrada -

$$\mathbf{K} \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{X}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U}(t) \quad (3.1)$$

Equação de saída -

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X}(t) + \mathbf{E} \cdot \mathbf{U}(t) \quad (3.2)$$

onde:

- \mathbf{K} - matriz que contém os elementos que estão diretamente vinculados às variáveis de estado;
- \mathbf{X} - matriz de estados e contém as variáveis de estado;
- \mathbf{U} - matriz de entrada do sistema e contém as variáveis de entrada;
- \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} e \mathbf{E} - matrizes que relacionam as variáveis com o sistema.

Sendo que as dimensões dessas matrizes são dadas por:

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= N.N \\ \mathbf{K} &= N.N \\ \mathbf{B} &= N.M \\ \mathbf{C} &= R.N \\ \mathbf{E} &= R.M \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde:

- N - número de estados;
- M - número de entradas;
- R - número de saídas.

Nos conversores normalmente as variáveis de estado estão associadas a elementos acumuladores de energia tais como o indutor e o capacitor. Dessa forma, utiliza-se a corrente sobre o indutor e a tensão

sobre o capacitor, como variáveis de estado para obter o modelo desses circuitos.

Para a modelagem dinâmica de pequenos sinais do conversor proposto, considera-se então inicialmente as etapas de operação:

1ª Etapa de operação $[D.T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão fechados e os diodos D_2 e D_4 entram em condução. Os diodos D_1 , D_3 , D_5 e D_6 são polarizados inversamente, a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 , é entregue para a saída. A corrente i_{S1} é igual a soma de I_{L1} com I_{C1} , e a corrente i_{D1} é nula. O circuito resultante referente a 1ª etapa de operação do conversor está apresentado na Figura 3.1. Para a análise, o capacitor de saída C_0 foi dividido em dois capacitores em série.

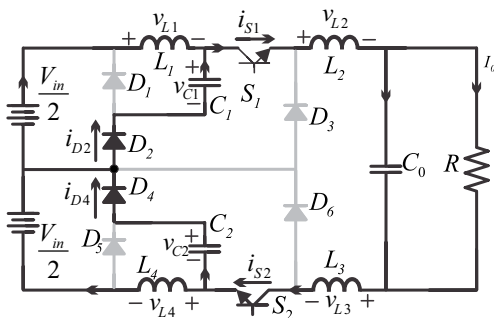


Figura 3.1 – Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto, 1ª etapa de operação.

Observando a Figura 3.1, pode-se obter as equações que determinam os valores de tensão e corrente nos indutores e nos capacitores para a 1ª etapa de operação, respectivamente:

$$\begin{aligned}
L_1 \cdot \frac{d}{dt} i_{L1}(t) &= \frac{v_{in}}{2} - v_{C1} \\
L_2 \cdot \frac{d}{dt} i_{L2}(t) &= v_{C1} - \frac{v_{C0}}{2} \\
L_3 \cdot \frac{d}{dt} i_{L3}(t) &= v_{C2} - \frac{v_{C0}}{2} \\
L_4 \cdot \frac{d}{dt} i_{L4}(t) &= \frac{v_{in}}{2} - v_{C2} \\
C_1 \cdot \frac{d}{dt} v_{C1}(t) &= i_{L1} - i_{L2} \\
C_2 \cdot \frac{d}{dt} v_{C2}(t) &= -i_{L3} + i_{L4} \\
C_0 \cdot \frac{d}{dt} v_{C0}(t) &= i_{L2} - \frac{v_{C0}}{B}
\end{aligned} \tag{3.4}$$

Colocando a Equação 3.4, na forma de espaço de estado, e considerando a simetria do conversor, ou seja, apenas a metade superior do

conversor é analisada, já que a parte inferior possui o mesmo comportamento, temos então a matriz de estado para a 1ª etapa de operação do conversor:

$$K_1 \cdot \frac{d}{dt} X(t) = A_1 \cdot X(t) + B_1 \cdot U(t) \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{01} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C01}(t) \end{bmatrix} = \\ & = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1/2 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C01}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \left[\frac{v_{in}}{2}(t) \right] \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$Y(t) = C_1 \cdot X(t) + E_1 \cdot U(t) \quad (3.7)$$

$$[i_{in}(t)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C01}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \left[\frac{v_{in}}{2}(t) \right] \quad (3.8)$$

2ª Etapa de operação $[(1-D) \cdot T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão abertos e os diodos D_2 e D_4 são polarizados inversamente. Os diodos D_1 , D_3 , D_5 e D_6 entram em condução, isolando o indutor L_1 da saída e do indutor L_2 . Nesta etapa, as correntes i_{S1} , i_{S2} , i_{D2} e i_{D4} são nulas, e as correntes dos diodos D_1 e D_3 assumem os valores das correntes dos indutores, $i_{D1} = I_{L1}$ e $i_{D3} = I_{L2}$, respectivamente.

O circuito resultante referente a 2ª etapa de operação está ilustrado na Figura 3.2.

A partir do equacionamento, obtém-se os valores que formarão as matrizes **A**, **B**, **C** e **E**. Por meio da análise da Figura 3.2, pode-se obter as equações que determinam os valores de tensão e corrente nos indutores e dos capacitores para a 2ª etapa de operação, respectivamente:

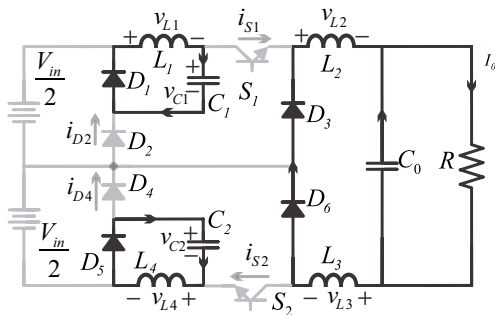


Figura 3.2 – Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto, 2ª etapa de operação.

$$\begin{aligned}
 L_1 \cdot \frac{d}{dt} i_{L1}(t) &= -v_{C1} \\
 L_2 \cdot \frac{d}{dt} i_{L2}(t) &= -\frac{v_{C0}}{2} \\
 L_3 \cdot \frac{d}{dt} i_{L3}(t) &= -\frac{v_{C0}}{2} \\
 L_4 \cdot \frac{d}{dt} i_{L4}(t) &= -v_{C2} \\
 C_1 \cdot \frac{d}{dt} v_{C1}(t) &= i_{L1} \\
 C_2 \cdot \frac{d}{dt} v_{C2}(t) &= i_{L4} \\
 C_0 \cdot \frac{d}{dt} v_{C0}(t) &= i_{L2} - \frac{v_{C0}}{R}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Colocando a Equação 3.9 na forma de espaço de estado, e considerando novamente a simetria do conversor, tem-se para a 2ª etapa de operação do conversor:

$$K_2 \cdot \frac{d}{dt} X(t) = A_2 \cdot X(t) + B_2 \cdot U(t) \tag{3.10}$$

$$\begin{aligned}
 &\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{01} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C01}(t) \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/2 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C01}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \left[\frac{v_{in}}{2}(t) \right]
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

$$Y(t) = C_2 \cdot X(t) + E_2 \cdot U(t) \tag{3.12}$$

$$[i_{in}(t)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ v_{C1}(t) \\ v_{C01}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \left[\frac{v_{in}}{2}(t) \right] \quad (3.13)$$

Conforme [49], o próximo passo será obter o modelo médio das equações em espaço de estado para as duas etapas de operação do conversor. A matriz 'A' média é dada por:

$$A = D.A_1 + D^*.A_2 \quad (3.14)$$

De maneira similar, pode-se encontrar os valores das matrizes B, C e E:

$$B = D.B_1 + D^*.B_2 \quad (3.15)$$

$$C = D.C_1 + D^*.C_2 \quad (3.16)$$

$$E = D.E_1 + D^*.E_2 \quad (3.17)$$

Com os valores das componentes contínuas (CC), pode-se definir o modelo de pequenos sinais das componentes alternadas (CA), para as equações em espaço de estado. De forma geral, tem-se:

$$K \frac{d}{dt} \hat{x} = A. \hat{x}(t) + B. \hat{u}(t) + \{(A_1 - A_2).X + (B_1 - B_2).U\}. \hat{d}(t) \quad (3.18)$$

$$y(t) = C. \hat{x}(t) + E. \hat{u}(t) + \{(C_1 - C_2).X + (E_1 - E_2).U\}. \hat{d}(t) \quad (3.19)$$

Onde, os valores $\hat{x}(t)$, $\hat{u}(t)$, $\hat{y}(t)$, e $\hat{d}(t)$, são pequenas variações sobre o ponto de operação.

Com as matrizes definidas para a 1ª e 2ª etapas de operação, assim como as equações que definem o sistema em espaço de estado obtidas, e procurando diminuir o esforço manual, já que as equações são extensas, o desenvolvimento das equações a partir deste ponto foi realizado no *software* Matlab. Dessa forma, conforme mostrado em [52], as funções de transferência referentes às correntes nos indutores em função da tensão de entrada e em função da razão cíclica, assim como

as funções de transferência referentes as tensões nos capacitores em função da tensão de entrada e em função da razão cíclica, são dadas em forma de matriz, pela Equação 3.20:

$$\begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ i_{L4} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \\ v_{C0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{iL1}.V_{in} & G_{iL1}.d \\ G_{iL2}.V_{in} & G_{iL2}.d \\ G_{iL3}.V_{in} & G_{iL3}.d \\ G_{iL4}.V_{in} & G_{iL4}.d \\ G_{VC1}.V_{in} & G_{VC1}.d \\ G_{VC2}.V_{in} & G_{VC2}.d \\ G_{VC0}.V_{in} & G_{VC0}.d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{V_{in}(s)}{D(s)} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Utilizando a função de transferência apresentada na matriz dada na Equação 3.20, pode-se obter via Matlab, os gráficos de Bode que definem as funções de transferências da corrente de entrada I_{L1} pela razão cíclica D , e da tensão de saída V_0 pela razão cíclica D , respectivamente [53].

A Figura 3.3 apresenta a resposta em frequência da malha de corrente obtida via análise de pequenos sinais por espaço de estado, em comparação com a resposta em frequência obtida através da simulação do circuito utilizando a ferramenta AC Sweep no PSIM. Como os resultados são semelhantes, prova-se o modelo desenvolvido.

Novamente, porém agora para a planta de tensão, na Figura 3.4, pode-se observar a resposta em frequência obtida via análise de pequenos sinais por espaço de estado, em comparação com a resposta em frequência obtida através da simulação do circuito utilizando a ferramenta AC Sweep no PSIM. Esse resultado possui grande semelhança na resposta em frequência das duas curvas analisadas, validando assim o modelo desenvolvido, [4].

3.3 Controle do Conversor

Para que o conversor seja capaz de rejeitar perturbações na tensão de saída e elevados picos de corrente nos instantes de variação de carga, projeta-se os controladores para as malhas de corrente e tensão.

O projeto dos controladores será realizado com base na resposta em frequência das funções de transferência de malha aberta obtidas via modelo por espaço de estado.

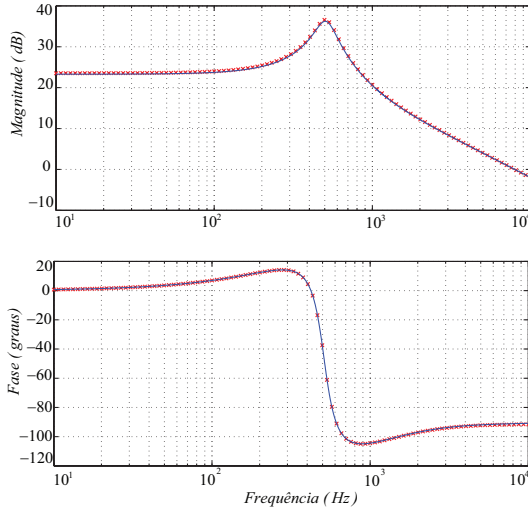


Figura 3.3 – Planta de corrente do Conversor Buck Proposto: comparação entre o modelo via análise de pequenos sinais (contínuo); e a simulação no AC Sweep (pontilhado).

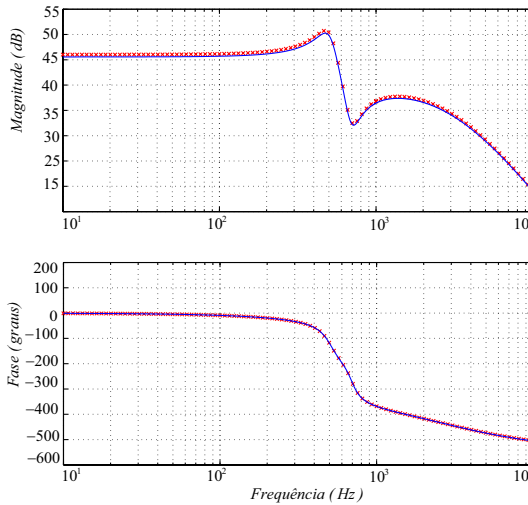


Figura 3.4 – Planta de Tensão do Conversor Buck Proposto: comparação entre o modelo via análise de pequenos sinais (contínuo); e a simulação no AC Sweep (pontilhado).

3.3.1 Controlador de Corrente

O controle da malha interna de corrente será efetuado através de um controlador linear utilizado do tipo proporcional integral, procurando obter erro nulo em regime permanente. O diagrama de blocos que representa a malha interna de corrente está apresentado na Figura 3.5.

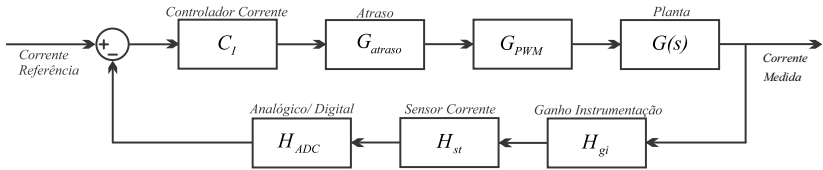


Figura 3.5 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente do Conversor Buck Proposto.

Baseado na Figura 3.5, os blocos e suas respectivas funções de transferências são representadas individualmente.

Atraso de Processamento:

Para o cálculo do atraso de processamento considera-se os efeitos do modulador PWM, no qual o sinal triangular da portadora e o sinal de controle variam continuamente no tempo. Dessa forma, a comparação desses dois sinais deve ser instantânea no controle analógico. No controle digital a variável de controle é determinada pelo processador, onde os valores de razão cíclica são atualizados, neste caso, optou-se por duas amostragens a cada período da portadora. O período de amostragem T_a , é nesse caso metade do período de comutação T_s , ou seja, a frequência de amostragem f_a , é o dobro da frequência de comutação f_s .

O atraso total resultante é dado pela soma do atraso do segurador de ordem zero (ZOH - *Zero Order Hold*), responsável pela amostragem e retenção do sinal digital e do atraso computacional, totalizando um período e meio de amostragem.

$$atraso = e^{-\frac{3}{2}T_a s} \quad (3.21)$$

Considerando a aproximação de Padê de 1ª ordem, obtém-se:

$$atraso = \frac{1 - \frac{3}{4}T_a \cdot s}{1 + \frac{3}{4}T_a \cdot s} \quad (3.22)$$

onde: $T_a = \frac{1}{2}T_s$, ou ainda $f_a = 2.f_s$

Modulador PWM:

O modelo do modulador PWM é dado pelo valor máximo de excursão do sinal do conversor analógico digital (AD_{max}) dividido por um valor que representa o pico da portadora triangular, ou seja, a divisão da frequência do FPGA (f_{FPGA}) pela frequência de amostragem, ($f_a = 2.f_s$). A Figura 3.6 ilustra o modelo do modulador PWM.

$$G_{PWM} = \frac{AD_{max}}{\frac{f_{FPGA}}{2.f_s}} \quad (3.23)$$

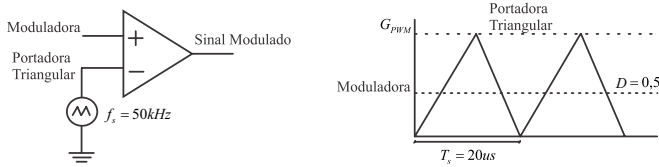


Figura 3.6 – Ilustração do Modulador PWM.

Ganho do Sensor de Corrente:

O ganho do condicionamento de corrente é dado pelo produto do ganho do sensor com o ganho da instrumentação. Sendo I_{maxL1} o valor máximo de corrente no indutor, o ganho do sensor de corrente é dado pelo *datasheet* do fabricante do sensor utilizado nos testes experimentais, que no caso foi utilizado o sensor de corrente LTSR-25-NP da LEM. Para obter o valor de tensão requerido para o controle, além do sensor de corrente é necessário um circuito de instrumentação. O ganho do sensor e o ganho da instrumentação são dados pela Equação 3.24, esse valor foi projetado para que a tensão de saída do circuito de instrumentação seja $V_{saida} = 2V$, para a tensão de entrada dada por: $V_{entrada} = 0,0625A$, para corrente nominal de entrada. A Figura 3.7, apresenta o ganho do inversor do circuito de instrumentação. No circuito de instrumentação também foi utilizado um filtro passa baixa de 1ª ordem com frequência de corte: $f_{corte} = f_s/2 = 25kHz$.

$$H_{sensor} \cdot H_{inst} = 0,05 \cdot 32 = 1,6 \quad (3.24)$$

Ganho do Conversor Analógico Digital (ADC):

O ganho do ADC é representado pelo número de níveis discretos

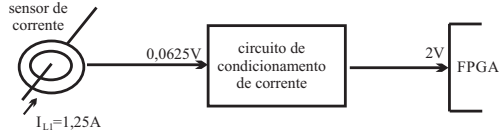


Figura 3.7 – Ilustração bloco do circuito do condicionamento de corrente.

do ADC, dividido pelo valor máximo de excursão do ADC, dado por:

$$H_{ADC} = \frac{2^n - 1}{ADC_{\max}} \quad (3.25)$$

onde: $n = 12$.

Porém, como o controle é feito em ponto fixo, logo:

$$H_{ADC} = \frac{1}{ADC_{\max}} \quad (3.26)$$

Modelo da Planta do Conversor:

A Função de Transferência da planta de corrente é obtida através da corrente no indutor de saída i_{L2} em função da razão cíclica D . Isso porque, a metade superior do conversor é dividida em duas partes, sendo que na primeira parte o interruptor é substituído pelo diodo, assim apenas a segunda parte controla a comutação do conversor. Dessa forma, para efeito de simplificação do controle da corrente, considera-se apenas a segunda parte da metade superior do conversor, onde a entrada é V_{C1} e a saída $V_{C0}/2$. Todavia, é possível representar a planta de corrente através do modelo simplificado, como apresentado na Equação 3.27:

$$G(s) = \frac{i_{L1}(s)}{d(s)} = \frac{V_{C1}}{R} \cdot \frac{R \cdot C_o \cdot S + 1}{C_o \cdot L_2 \cdot S^2 + (L_2/R) \cdot S + 1} \quad (3.27)$$

Com os parâmetros utilizados nesse projeto ocorre o cancelamento de um dos pólos da planta com o zero da planta. Esse efeito faz com que a planta de segunda ordem tenha um comportamento similar a uma planta de primeira ordem, principalmente em relação à fase que varia de zero à -90° .

Função de Transferência de Laço Aberto de Corrente:

A partir da Figura 3.5, a função de transferência de cada bloco foi desenvolvida. Unindo essas equações pode-se então determinar a função de transferência de laço aberto, conforme mostrado na Equação 3.28:

$$FTLA(s) = G(s) \cdot G_{atraso} \cdot G_{PWM} \cdot H_{sensor_cor} \cdot H_{ADC} \quad (3.28)$$

Projeto do Compensador de Corrente:

Com a função de transferência de laço aberto determinada, projeta-se um compensador PI com filtro passa baixa para atuar como compensador de corrente, atendendo as seguintes especificações: Quanto maior o zero do compensador (z_c), mais rápida é a resposta transitória. Contudo, a margem de fase diminui, aproximando o sistema da instabilidade. Com o zero do controlador é anulado o efeito do segundo pólo da planta. O pólo do compensador (z_c) é posicionado acima da frequência de comutação do conversor, para atenuar os ruídos da malha de realimentação. O integrador na origem proporciona um elevado ganho nas baixas frequências, eliminando o erro em regime permanente. O ganho do compensador é estabelecido de forma a garantir a frequência de cruzamento por zero especificada (usualmente limitada em uma década abaixo da frequência de comutação). A Equação 3.29, apresenta o compensador de corrente projetado, [51]:

$$C_i(s) = k_{pi} \frac{s + z_c}{s \cdot (s + p_c)} \quad (3.29)$$

Para atender as especificações foram adotados os seguintes valores para o projeto:

- " p_c = pólo (PI) acima da frequência de comutação ($\omega_{polo} = 2 \cdot \pi \cdot 200kHz$);
- " z_c = zero (PI) anular o efeito do segundo pólo da planta;
- " K_{pi} = o ganho do compensador foi projetado para que o sistema apresente uma margem de fase baixa (maior que 45° e menor que 90°), na frequência de cruzamento ($f_{cruzamento} = f_s/10$).

A Figura 3.8 mostra o projeto do compensador da malha interna de corrente. Observa-se na Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA) compensada que a frequência de cruzamento obtida é de 5kHz com margem de fase de $77,4^\circ$. Estes valores estão de acordo com os critérios de estabilidade e desempenho considerados.

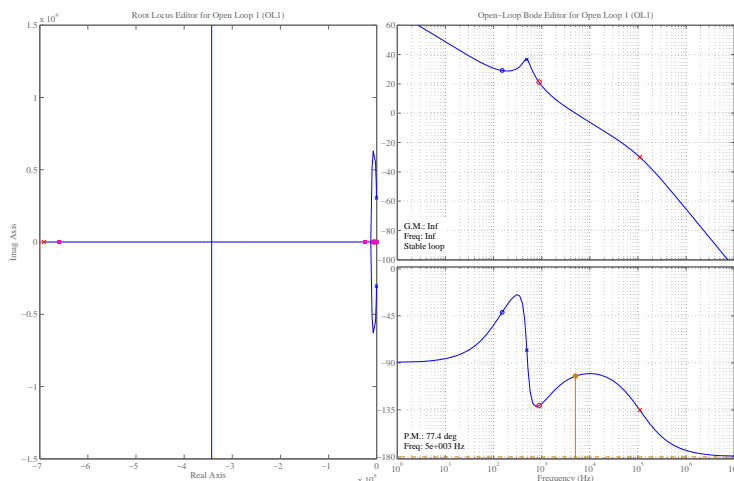


Figura 3.8 – FTLA da Malha Interna de Corrente.

3.3.2 Controlador de Tensão

No controle do conversor uma malha externa de tensão é incluída para modificar a amplitude da referência de corrente, de acordo com a carga, e assim regular a tensão de saída. Para isso a malha de tensão deve ter um elevado ganho CC. Contudo, não deve possuir uma elevada banda passante para não distorcer a referência de corrente. A Figura 3.9 apresenta o esquemático do controle de tensão e corrente aplicado ao conversor.

O diagrama de blocos que representa a malha externa de tensão está apresentado na Figura 3.10. Baseado nessa figura, os blocos e suas respectivas funções de transferência são representados individualmente.

Atraso de Processamento:

O cálculo do atraso de processamento desenvolvido anteriormente para a malha de corrente pode ser aplicado para a malha de tensão. Nesse caso, novamente o atraso total resultante é dado pela soma do atraso do ZOH e o atraso computacional totalizando um período e meio de amostragem.

Considerando a aproximação de Padê de 1ª ordem, obtém-se novamente:

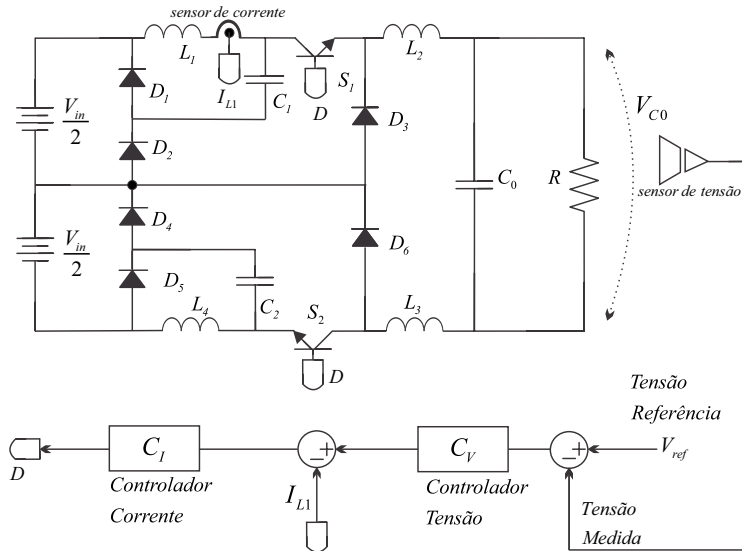


Figura 3.9 – Diagrama de blocos do controlador de tensão e corrente aplicado ao Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto.

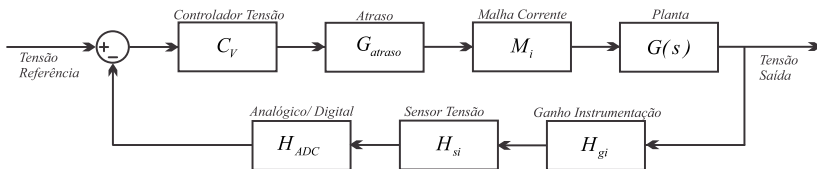


Figura 3.10 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão.

$$atraso = \frac{1 - \frac{3}{4}T_a \cdot s}{1 + \frac{3}{4}T_a \cdot s} \quad (3.30)$$

onde: $T_a = \frac{1}{2}T_s$, ou ainda $f_a = 2 \cdot f_s$

Malha Interna de Corrente:

No projeto do compensador da malha externa de tensão considera-se a malha interna de corrente muito mais rápida que a malha de tensão, por isso costuma-se representar a malha de corrente por apenas um bloco no diagrama de blocos. A função de transferência do bloco de corrente, para baixas frequências é dado pela seguinte aproximação, [46], [51]:

$$M_i = \frac{1}{H_i} \quad (3.31)$$

onde: $H_i = H_{si} + H_{gi}$, é o ganho do sensor de corrente formado pelo ganho do sensor propriamente dito somado ao ganho da instrumentação.

Porém, para ilustrar o bloco de corrente mostrado na Figura 3.10, considera-se na Figura 3.11 todos os blocos que compõem a malha interna de corrente.

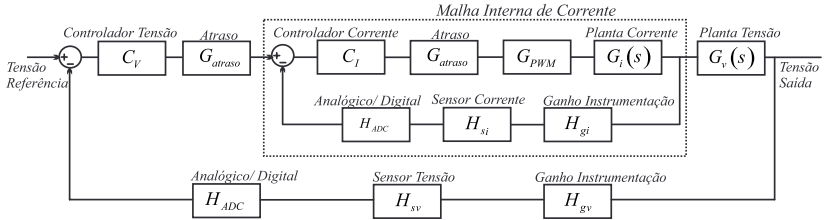


Figura 3.11 – Diagrama de blocos da malha de corrente interna à malha de tensão.

Ganho do Sensor de Tensão:

O ganho do condicionamento de tensão é determinado pelo produto do ganho do sensor com o ganho da instrumentação.

Para determinar o ganho do sensor, deve-se considerar o *datasheet* do fabricante do sensor de tensão utilizado. Neste caso o modelo do sensor utilizado foi o LV-25-NP da LEM. Este sensor possui como principais características:

- Tensão nominal de entrada $V_{PN} = 10...500V$;
- Saída em corrente;
- Taxa de conversão em corrente: 2500:1000;
- Alimentação simétrica $\pm 12V$ ou $\pm 15V$;
- Corrente primária $I_{PN} = 10mA$;
- Corrente primária $I_{SN} = 25mA$;

Com as características do sensor apresentadas, determinou-se o ganho da instrumentação para a tensão especificada, regulada na saída. O ganho do condicionamento de tensão é dada pela Equação 3.32. A Figura 3.12, apresenta o circuito do condicionamento de tensão, para a tensão nominal. No circuito de instrumentação foi utilizado um filtro passa baixa de 1ª ordem com frequência de corte sendo metade da frequência de chaveamento.

$$H_{sv} \cdot H_{gv} = 0,02 \quad (3.32)$$

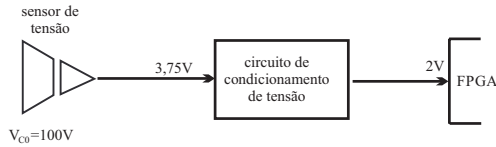


Figura 3.12 – Ilustração bloco do circuito de condicionamento de tensão.

Ganho do Conversor Analógico Digital (ADC):

Da mesma maneira do ganho do ADC de corrente, o ganho do ADC de tensão é representado pelo número de níveis discretos do ADC, dividido pelo valor máximo de excursão do ADC, dado por:

$$H_{ADC} = \frac{2^n - 1}{ADC_{\max}} \quad (3.33)$$

onde: $n = 12$.

Porém, novamente como o controle é feito em ponto fixo, tem-se:

$$H_{ADC} = \frac{1}{ADC_{\max}} \quad (3.34)$$

Modelo da Planta de Tensão do Conversor:

A função de transferência que relaciona a tensão de saída do conversor com a corrente no indutor, está apresentada na Equação 3.35. O modelo simplificado considera a resistência e a capacitância de saída, além da razão cíclica do conversor.

$$G_{V_0} = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_L(s)} = R \cdot \frac{1}{R \cdot C_0 \cdot s + 1} \quad (3.35)$$

Função de Transferência de Laço Aberto de Tensão:

A partir da Figura 3.10, a função de transferência de cada bloco foi desenvolvida. Unindo essas equações determina-se a função de transferência de laço aberto de tensão, conforme mostrado na Equação 3.36:

$$FTLA_v(s) = G(s) \cdot G_{atraso} \cdot M_i \cdot H_v \cdot H_{ADC} \quad (3.36)$$

Projeto do Compensador de Tensão:

Um compensador do tipo proporcional integral (PI) + pólo também pode ser empregado para a malha de tensão, obtendo sinal com erro nulo em regime permanente. O zero do controlador é ajustado no pólo da planta de tensão. O segundo pólo é adicionado acima da frequência de cruzamento por zero a fim de minimizar os ruídos na malha de controle. O ganho do compensador é estabelecido de forma a garantir a frequência de cruzamento por zero especificada, neste caso em 120 Hz. Nos sistemas monofásicos este valor é 120Hz em razão da frequência da rede de 60Hz. A Equação 3.37, apresenta o compensador de tensão projetado, [49], [51]:

$$C_v(s) = k_{piv} \frac{s + z_{cv}}{s \cdot (s + p_{cv})} \quad (3.37)$$

A Figura 3.13 mostra o projeto da Função de Transferência de Laço Aberto FTLA da malha externa de tensão do conversor:

3.3.3 Controle Digital do Conversor

Para digitalizar os controladores de tensão e corrente, foi utilizado o método "Tustin", empregando o comando "c2d" na função de transferência dos compensadores na forma contínua, no software Matlab. A função de transferência discreta é dada pela equação à diferen-

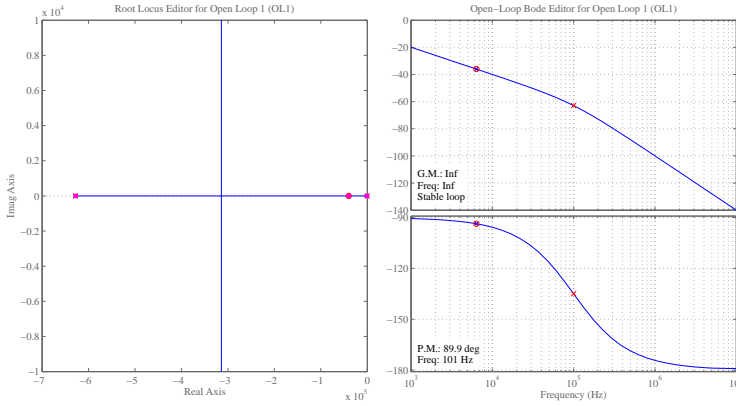


Figura 3.13 – FTLA da malha externa de tensão.

gas, na forma:

$$FT_discreto = \frac{B0.erro(k) + B1.erro(k-1) + B2.erro(k-2)}{A0.pwm(k) + A1.pwm(k-1) + A2.pwm(k-2)} \quad (3.38)$$

onde: u(entrada)=erro, y(saída)=pwm

Fazendo então o coeficiente $A0=1$, a saída dos controladores é dada por:

$$pwm_atual = B0.erro(k) + B1.erro(k-1) + B2.erro(k-2) - A1.pwm(k-1) - A2.pwm(k-2) \quad (3.39)$$

Além da conversão analógico digital, exemplificada pelo bloco de conversão AD, é inserido o bloco ZOH (zero order hold), responsável pela amostragem digital do sinal. A frequência de amostragem do bloco ZOH é dada por: $f_a = 2.f_s$.

3.3.4 Resultados de Simulação

Após desenvolver a modelagem dinâmica e o controle do conversor, são apresentados os resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto. A Tabela 2 que apresenta os parâmetros

usados na simulação do conversor em malha aberta também é utilizada para a simulação do conversor em malha fechada. Novamente, a modulação utilizada nesta simulação foi a PWM convencional, apenas com a comparação da referência contínua com a portadora triangular.

Os resultados de simulação são mostrados e descritos a seguir. Foi utilizado para perturbação um degrau de carga de 50% do valor nominal:

A Figura 3.14 apresenta a corrente no indutor L_1 , ou seja, a corrente de saída da primeira parte do conversor. Além do controle de corrente e tensão projetado, são apresentados os resultados de simulação do conversor operando em malha aberta e apenas com o controle com malha de tensão. Comparando esses resultados pode-se observar que o sobressinal, o tempo de acomodação e as oscilações são bem menores quando o controle com malha de corrente e tensão é utilizado.

Na Figura 3.15 está mostrado a corrente no indutor L_2 ; essa corrente é a corrente de saída do conversor. Novamente, os três casos são apresentados: o conversor operando em malha aberta, apenas com o controle da tensão de saída e com o controle da corrente I_{L1} e da tensão de saída que foi projetado na seção anterior, respectivamente. Comparando os resultados pode-se observar que o sobressinal e o tempo de acomodação são bem menores quando o controle com malha de corrente e tensão é utilizado.

Na Figura 3.16 mostra-se a tensão de saída para os três casos analisados: o conversor operando em malha aberta, apenas com o controle da tensão de saída e com o controle da corrente I_{L1} e da tensão de saída, respectivamente. Novamente pode-se observar que a tensão de saída para a simulação com controle com malha de corrente e tensão apresenta melhor resultado.

Contudo, apesar das formas de onda da simulação mostrarem o bom resultado obtido em malha aberta, optou-se por acrescentar o controle apenas da tensão de saída considerando que o conversor poderá ser aplicado em diversos casos onde os valores de carga e razão cíclica possam ser alterados, sem prejuízo dos resultados das tensões e correntes. Porém, como o conversor com controlador apenas de tensão apresentou oscilações em seus resultados de simulação, foi escolhido então acrescentar a malha externa de tensão à malha interna de corrente, conforme o projeto apresentado anteriormente, melhorando assim os resultados, [4].

Dessa forma, esses resultados de simulação mostram que em aplicações que se necessita de maior precisão ou mais de uma variável a ser controlada, o controle com malha interna de corrente e externa de ten-

são é o mais adequado. Um exemplo dessa aplicação seria o controle de conversores associados em paralelo, como mostrado em [54], ou ainda no controle de motores CC, [55].

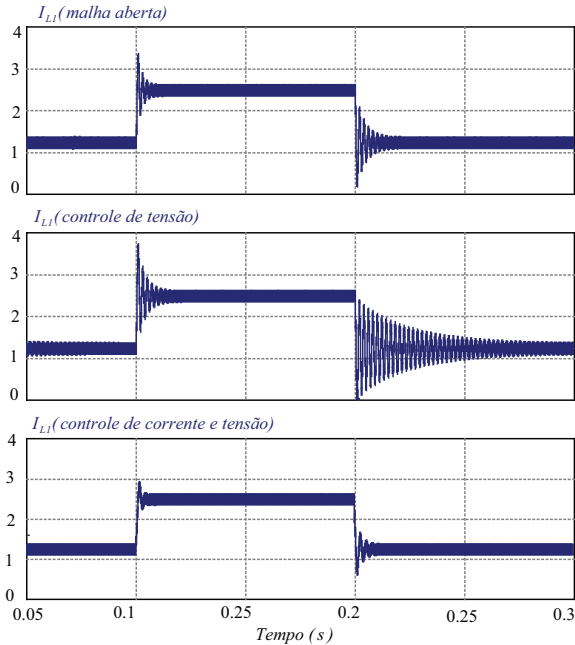


Figura 3.14 – Corrente de entrada no indutor L_1 .

3.4 Conclusão

O modelo dinâmico do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico foi apresentado nesse capítulo. Os gráficos de Bode das funções de transferência obtidas via espaço de estado foram comparadas com o modelo do conversor obtido através de simulação no AC Sweep no PSIM, com a finalidade de validar os modelos matemáticos desenvolvidos. Através dos resultados de simulação, o modelo dinâmico e o controle obtidos para o conversor em malha aberta, apenas para o con-

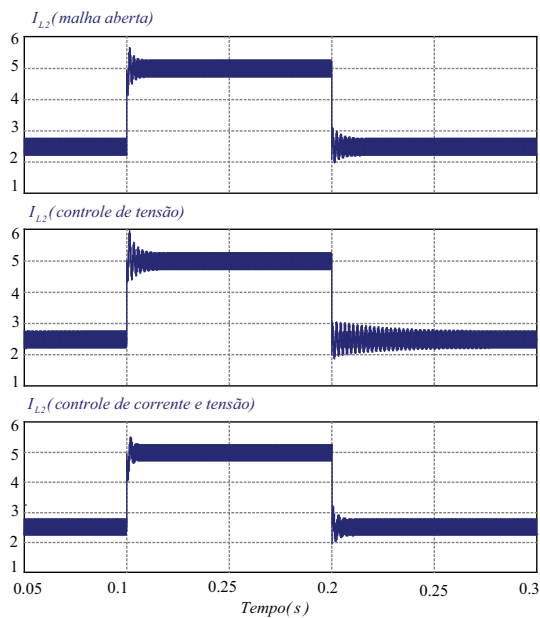


Figura 3.15 – Corrente no indutor intermediário L_2 .

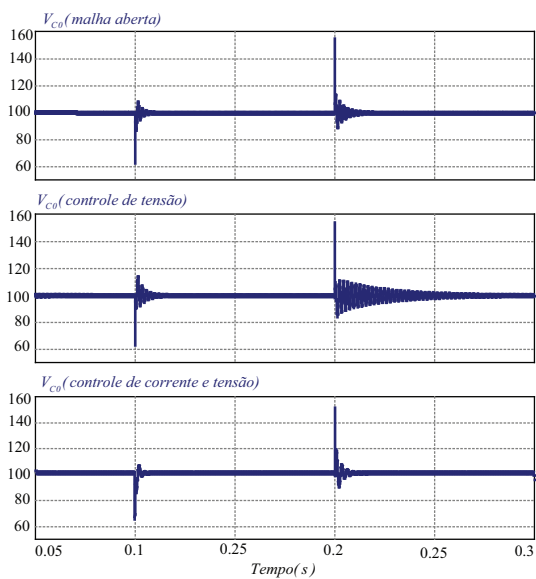


Figura 3.16 – Tensão de saída V_0 .

versor com controle da tensão de saída e para o conversor com o controle com malhas de corrente e tensão são comparados para um degrau de carga de 50%, onde conclui-se que, apesar da pequena diferença entre os três resultados, o controle com malhas de corrente e tensão possui menor sobressinal, menor oscilação e menor tempo de acomodação. Nesse caso, em aplicações que necessitam de resultados com tensões e correntes mais precisas ou o controle de mais de uma variável, recomenda-se que o controle seja feito de forma minuciosa, ou seja, com projeto detalhado das malhas de corrente e tensão, conforme projetado.

4 Resultados Experimentais do Conversor Duplo Buck Quadrático

4.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentados os resultados experimentais do protótipo construído em laboratório do Conversor Duplo Buck Quadrático. Este conversor foi implementado experimentalmente apenas com o intuito de validar os conceitos da nova topologia. Entretanto, esta topologia poderá ser empregada em inúmeras aplicações, como por exemplo, no carregamento de baterias através da energia fornecida por painéis fotovoltaicos em uma microrrede, entre outros.

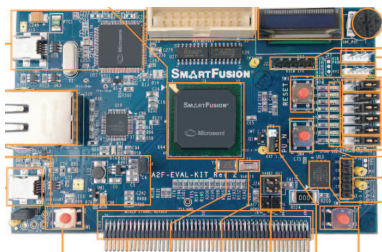
O protótipo foi testado operando no modo de condução contínua e com tensão nominal, de entrada de, $V_{in} = 400V$. Porém, a resistência de carga utilizada nos testes foi de $R = 40\Omega$, o que caracteriza 50% do valor da potência nominal projetada de $P_0 = 500W$. As especificações utilizadas na implementação do protótipo e as formas de onda do conversor são mostrados a seguir.

4.2 Implementação do Conversor

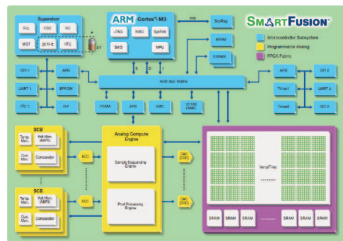
As especificações utilizadas no protótipo estão apresentadas na Tabela 3. O modulador foi implementado no *software* Libero Soc do FPGA SmartFusion *A2F200M3F – FG484*. Utilizou-se a modulação PWM convencional, ou seja, comparação de uma referência contínua

com a portadora triangular, gerando um comando único para os interruptores. O SmartFusion escolhido foi um FPGA que integra um ARM Cortex-M3 e canais de conversão analógico-digital e digital-analógico (ADC e DAC), [56]. O modulador foi gerado usando blocos VHDL. Na Figura 4.1 está mostrado o Kit de desenvolvimento do SmartFusion. A Figura 4.2 apresenta o protótipo construído em laboratório.

Com o intuito apenas em testar os conceitos teóricos apresentados, na construção do protótipo não foi priorizado o baixo custo. Assim, os capacitores utilizados foram os disponíveis em laboratório, capacitores estes capazes de suportar grandes esforços de tensão e corrente, e por esta razão possuindo um custo elevado.



(a) Ilustração do kit SmartFusion da Actel.



(b) Diagrama de blocos do hardware.

Figura 4.1 – Kit de desenvolvimento *SmartFusion* da Actel.

4.3 Conversor operando em Malha Aberta

Os resultados experimentais das principais formas de onda do Conversor operando em malha aberta são mostrados a seguir. As formas de onda foram adquiridas experimentalmente em laboratório com osciloscópio da Tektronix modelo TDS5034B. O esquemático da implementação desse conversor é ilustrado na Figura 4.3. O esquemático do circuito de potência foi desenvolvido no *software* Altium Design e está apresentado no Anexo B.

A Figura 4.4 apresenta o comando único dos interruptores e as tensões totais de entrada e de saída. Conforme mostrado na análise teórica e nos resultados de simulação, sendo a razão cíclica $D=0,5$, a tensão de saída é quatro vezes menor que a tensão na entrada, o que comprova a taxa de conversão quadrática do conversor.

Na Figura 4.5 estão apresentados as tensões nos interruptores S_1

Tabela 3 – Valores experimentais utilizados para o Conversor Duplo Buck Quadrático.

Tensão CC na entrada	$V_{in} = 400V$
Tensão CC na saída	$V_0 = 100V$
Indutância de entrada	$L_1 = 4mH$
Indutância segundo estágio 1	$L_2 = 1mH$
Indutância segundo estágio 2	$L_3 = 1mH$
Indutância de entrada 2	$L_4 = 4mH$
Capacitor primeiro estágio 1	$C_1 = 30\mu F$
Capacitor primeiro estágio 2	$C_2 = 30\mu F$
Capacitor saída 1	$C_0 = 1,25\mu F$
Resistência	$R = 20\Omega$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50kHz$
Razão cíclica dos interruptores S_1 e S_2	$D = 0,5$
Potência saída total	$P_0 = 500W$

e S_2 , e as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Conforme apresentado nos resultados de simulação as tensões nos interruptores são menores do que a tensão total de entrada, o que caracteriza uma grande vantagem desse conversor. Como esperado, a relação entre as correntes dos indutores L_1 e L_2 é dada por um fator $k = 2$. Todavia, a corrente no indutor L_2 é maior, já que a tensão de saída do capacitor $C_0/2$ é menor que a tensão no capacitor C_1 , por se tratar de um conversor abaixador de tensão. Os picos de tensão nos interruptores S_1 e S_2 devem ser desconsiderados, pois são apenas ruídos presentes durante a implementação do conversor.

A Figura 4.6 apresenta a tensão e a corrente no interruptor S_1 e a tensão e a corrente no diodo D_3 . A tensão no interruptor S_1 , conforme apresentado na Figura 4.5 (a) é 75% da tensão total de entrada e a tensão do diodo D_3 é a soma da tensão do indutor L_2 para a 1ª etapa de operação e a metade da tensão de saída $V_{C0}/2$. No entanto as correntes nos semicondutores são apresentadas da seguinte forma: a corrente no interruptor S_1 , é igual a corrente no indutor L_2 para a 1ª etapa de operação, e a corrente no diodo D_3 é igual a corrente no indutor L_2 para a 2ª etapa de operação do conversor. Observa-se que semelhante ao Conversor Buck Convencional a corrente de saída ou I_{L2} é suprida na primeira etapa de operação pelo interruptor S_1 e na segunda etapa de operação pelo diodo D_3 . Como o indutor não aceita variações bruscas de corrente em um período de operação e essas correntes são complementares seus valores eficazes de corrente, para

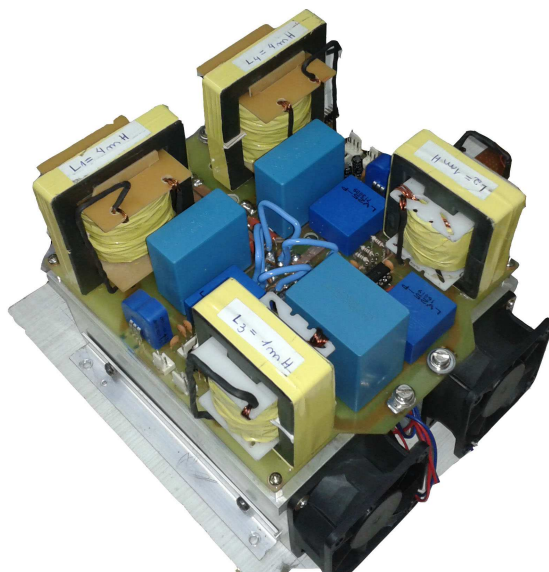


Figura 4.2 – Fotografia do protótipo do Conversor Buck Proposto.

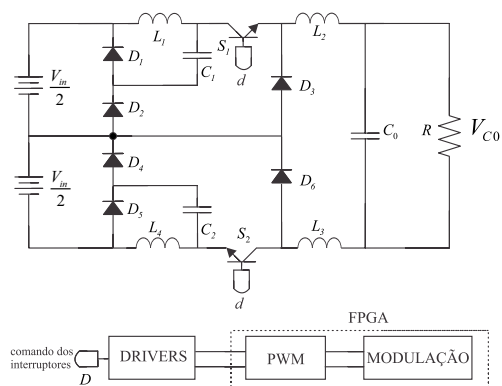
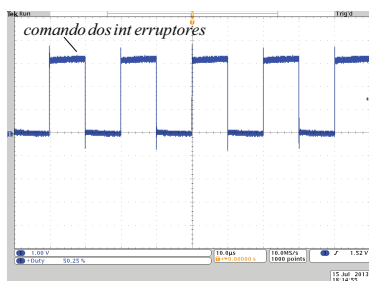
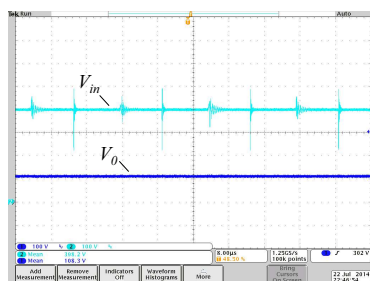


Figura 4.3 – Esquemático da implementação do Conversor Duplo Buck Quadrático.

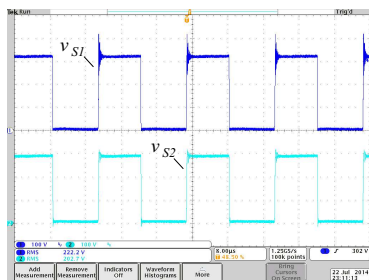


(a)

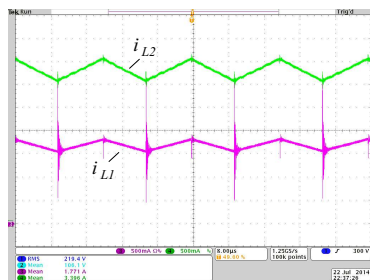


(b)

Figura 4.4 – a) Sinal de comando dos interruptores, (1v/div., 10μs/div);
b) Tensão de entrada ($V_{in} = 400V$) e tensão de saída ($V_0 = 100V$), (100v/div., 8μs/div).



(a)



(b)

Figura 4.5 – a) Tensões nos interruptores V_{S1} e V_{S2} , (100v/div., 8μs/div);
b) Correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} (500mA/div., 8μs/div).

uma dada razão cíclica de $D = 0,5$, nesses semicondutores são iguais para um período de operação conforme observado na figura, apenas com uma ínfima diferença dada pelas não idealidades da implementação prática do conversor. Esses resultados são semelhantes aos resultados apresentados na simulação.

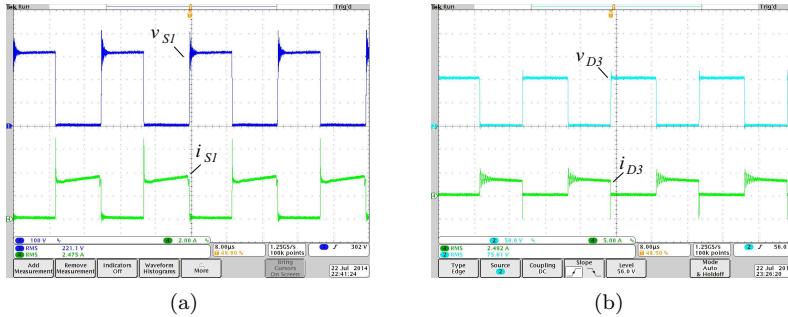


Figura 4.6 – Tensão e corrente - a) no interruptor V_{S1} (100v/div., 8μs/div e I_{S1} (2A/div., 8μs/div); b) no diodo V_{D3} (50v/div., 8μs/div) e I_{D3} (5A/div., 8μs/div).

4.4 Conversor Operando em Malha Aberta com Degrau de Carga de 50%

Os conversores CC-CC operando em condução contínua normalmente são capazes de manter seus valores de tensão e corrente nos instantes de variação de carga.

Pensando nisso, em aplicações onde não é necessário valores precisos de tensão e corrente esses conversores podem ser empregados sem utilizar controladores. As Figuras 4.7 e 4.8 mostram o Conversor Buck Proposto operando em malha aberta e com degrau de carga de 50%. Contudo, nos casos onde há necessidade de valores inalteráveis na tensão de saída ou não idealidades que possam aparecer na implementação prática dos conversores é preciso utilizar o controle de tensão, ou ainda o controle de corrente e tensão, melhorando assim a dinâmica do controle. Esses controladores serão aplicados para o Conversor Boost Proposto onde será apresentado no decorrer do trabalho.

A Figura 4.7 apresenta a tensão de entrada V_{in} e a tensão de saída V_0 e as correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} . Pode-se observar que

apesar da grande variação de carga, a tensão de saída V_0 varia quase que imperceptivelmente, ou seja de 1% à 2% do seu valor nominal. Já as correntes nos indutores aumentam de valor para suprir o novo valor de corrente na carga, pois a tensão na saída deve se manter inalterada. Conforme esperado apesar de não possuir controladores de corrente e/ou tensão, não apresenta oscilações ou sobressinais na sua resposta de corrente ao degrau.

A Figura 4.8 (a) e (b) apresenta as tensões de entrada V_{in} e saída V_0 e as correntes I_{L1} e I_{L2} de forma separada, para melhorar a visualização e análise dos resultados obtidos.

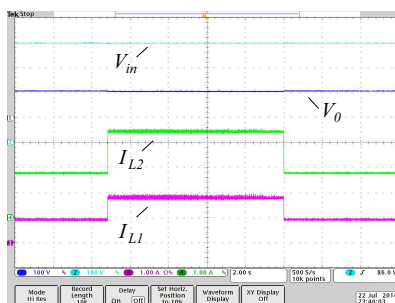
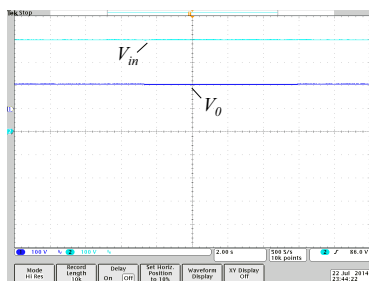
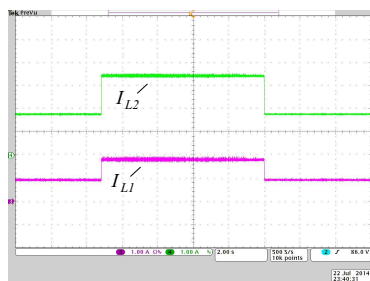


Figura 4.7 – Tensões de entrada V_{in} e saída V_0 , (100v/div., 2s/div) e corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (1A/div., 2s/div).



(a)



(b)

Figura 4.8 – a) Tensão de entrada V_{in} e tensão de saída V_0 , (100v/div., 2s/div); b) Corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (1A/div., 2s/div).

4.4.1 Rendimento do Conversor

Por se tratar de uma topologia nova, um parâmetro importante a ser observado no Conversor Proposto é seu rendimento. A Figura 4.9 apresenta a comparação dos resultados prático e teórico do rendimento do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.

O resultado teórico foi obtido através da simulação no *software* PSIM, onde com o objetivo de gerar uma simulação mais semelhante possível com o resultado prático, foram inseridos os modelos dos semicondutores: (SPW24N60C3) para os interruptores e (HFA15TB60) para os diodos.

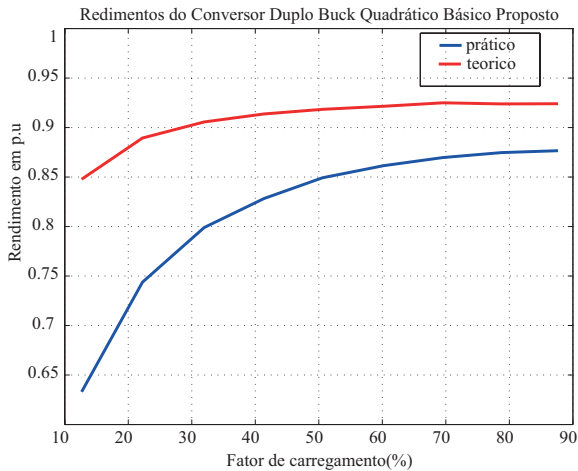


Figura 4.9 – Comparação das curvas de rendimento teórica e prática do Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto.

O interruptor utilizado para implementação prática do Conversor foi escolhido pela sua disponibilidade no laboratório, já que o interesse inicial era apenas testar o conceito de desenvolver e analisar uma nova topologia com elevada taxa de conversão estática. Assim, como pode ser verificado na Figura 4.9 o rendimento teórico do Conversor foi prejudicado, pela escolha não adequada dos semicondutores. Da mesma forma o resultado prático também apresentou uma resposta satisfatória, em razão dos semicondutores utilizados. Para melhorar significativamente o rendimento da estrutura, é recomendado em trabalhos futuros uma escolha minuciosa desses semicondutores.

Outro ponto importante que pode ser observado na Figura 4.9 é a

característica flat dessa topologia, pois as curvas tanto teórica quanto prática tendem a permanecer com alto rendimento a medida que a potência é aumentada. Essa característica também pode ser observada nos trabalhos [57] e [58].

4.5 Conclusão

Nessa seção os resultados experimentais foram apresentados para o Conversor Duplo Buck Quadrático Básico Proposto. Apesar da análise teórica ter sido realizada para os três modos de condução, contínua, crítica e descontínua, a implementação prática foi apresentada apenas no modo de condução contínua onde geralmente esses conversores operam na maior parte de suas aplicações.

Os resultados de simulação foram comparados aos resultados experimentais, onde pode-se verificar a semelhança entre os mesmos, validando assim a proposta de desenvolver um conversor com alta taxa de conversão estática e reduzido esforços de tensão em seus interruptores.

Os resultados do conversor operando em malha aberta com degrau de carga de 50% mostram que as variações na tensão de saída e comportamentos indesejáveis nas formas de onda de correntes são desprezíveis. Sendo assim, não foi necessário desenvolver o controle para a tensão de saída nem para a corrente de entrada. Dessa forma, em aplicações que necessitem de boas respostas aos degraus de carga, o conversor CC-CC proposto pode ser empregado sem a necessidade de utilizar-se controladores de corrente e tensão, já que seus resultados apresentados em malha aberta para um degrau de carga de 50% foram satisfatórios.

Ao final do capítulo foi apresentado uma comparação das curvas de rendimento teórico e prático para o Conversor Proposto. Os resultados obtidos foram satisfatórios, entretanto para se obter um melhor rendimento dessa estrutura deve-se fazer primeiramente um estudo minucioso dos semicondutores à serem empregados.

No próximo capítulo é apresentado uma nova família de conversores CC-CC de alto ganho, que são originados por uma única célula básica de comutação. Dentre esses conversores propostos, é escolhido para um estudo mais aprofundado o Conversor Boost Proposto.

5 Família de Conversores

Propostos neste Trabalho

5.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentados novos Conversores CC-CC com elevado ganho estático, também chamados de Conversores Quadráticos. A partir dos Conversores básicos não isolados, conhecidos na literatura como Conversor Buck, Boost, Buck-Boost, Zeta, Cuk e Sepic, é inserida uma nova célula de comutação responsável para tornar esses conversores quadráticos. Com o intuito de reduzir os esforços de tensão nos interruptores os Conversores Quadráticos são refletidos formando a nova família de conversores propostos nomeados da seguinte forma: Duplo Buck Quadrático, Duplo Boost Quadrático, Duplo Buck-Boost Quadrático, Duplo Zeta Quadrático, Duplo Cuk Quadrático, Duplo Sepic Quadrático. Esses conversores são ilustrados na Figura 5.1 e descritos a seguir. É importante destacar que os conversores propostos possuem comando único dos interruptores.

Mesmo sabendo que dos seis Conversores CC-CC com alta de conversão estática, o Conversor Duplo Buck Quadrático não apresenta bons resultados quanto ao seu ganho estático, ainda sim este Conversor possui sua importância dentro da família de Conversores Quadráticos Propostos pois é um dos conversores CC-CC básicos não isolados que torna-se quadrático pela inserção da célula básica de comutação proposta na Tese.

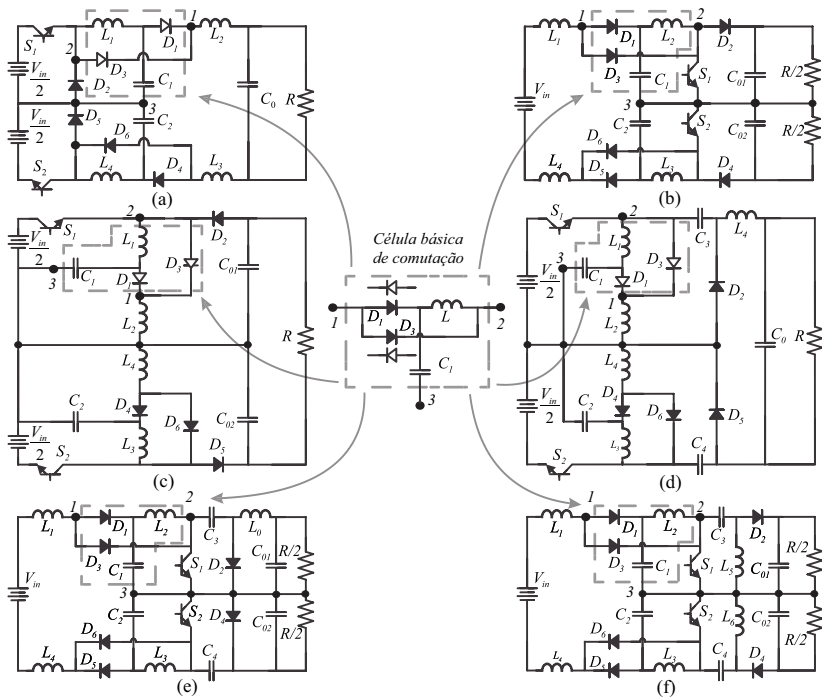


Figura 5.1 – Família de Conversores CC-CC Duplo Quadráticos Propostos: a) Buck; b) Boost; c) Buck-Boost; d) Zeta; e) Cúk and f) Sepic.

5.2 Célula Básica de Comutação

A célula básica de comutação desenvolvida, responsável por garantir o ganho quadrático de todos os conversores da família proposta, é mostrada na Figura 5.2.

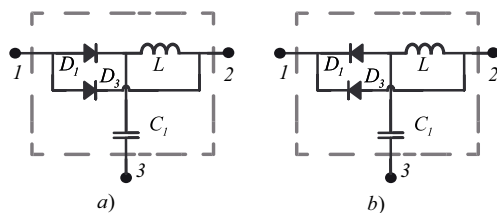


Figura 5.2 – Célula básica de comutação: a) Corrente fluindo do terminal 1 para o 2; b) Corrente fluindo do terminal 2 para o 1.

A mesma é caracterizada por possuir um indutor, um capacitor e dois semicondutores passivos. Possui três terminais, sendo que o sentido da corrente entre os terminais 1 (um) e 2 (dois) é determinado pela maneira em que os diodos D_1 e D_2 são dispostos, conforme mostrado na Figura 5.2 a). A forma como esses diodos são ligados na célula depende da topologia do conversor, como por exemplo como ilustrado na Figura 5.2 b). A célula proposta apresenta como vantagens a não necessidade de comando para os semicondutores, pois são utilizados apenas diodos, além de sua fácil construção.

A célula proposta possui um comportamento de fonte de tensão, entre os terminais 1 (um) e 3 (três), e de fonte de corrente entre os terminais 3 (três) e 2 (dois). Além disso, apresenta como vantagem a não necessidade de comando para os semicondutores, pois são utilizados apenas diodos, sendo também de fácil construção.

A seguir é descrito o comportamento de cada componente que integra a célula, a fim de detalhar como a inserção dessa célula nos Conversores CC-CC básicos os torna com elevado ganho estático:

Iniciando pelo diodo D_3 , este componente é responsável por favorecer o caminho direto para o fluxo de energia sem passar por dentro da célula. Já o diodo D_1 é primordial para a elevação do ganho estático, pois este serve de caminho para a troca de energia entre o capacitor C_1 e algum indutor externo a jusante ou a montante, dependendo da topologia do conversor.

A estrutura da célula básica de comutação pode ser examinada como anteriormente, iniciando pelo ponto 1 e estendendo sua análise

para os pontos 3 e 2. Porém, esta análise não necessariamente precisa ser realizada nessa mesma ordem. Em algumas topologias, o indutor L passa a ser a entrada da célula de comutação, mesmo nessas situações a troca de energia entre o indutor L e o capacitor C_1 , é responsável por tornar o ganho estático quadrático.

A seguir as topologias dos conversores com a célula básica de comutação inserida são apresentadas e estudadas para o modo de condução contínua. Entretanto, a curva de característica externa também é apresentada para todos os conversores da família proposta.

5.3 Conversor Duplo Buck Quadrático

O Conversor Duplo Buck Quadrático é derivado do Conversor Buck [11], onde a célula básica de comutação é inserida formando o conversor com elevada taxa de conversão estática. Além disso, o conversor é refletido para diminuir os esforços de tensão nos interruptores originando o conversor Duplo Buck Quadrático Proposto. Porém, para que a reflexão não gere um novo conversor formado apenas pelo rebatimento do Conversor Buck Quadrático, foi escolhido manter apenas um capacitor e uma carga na saída. Dessa forma, apesar do Conversor Duplo Buck Quadrático ser um conversor modular na entrada, não apresenta ponto médio em sua saída. A Figura 5.3 apresenta a topologia do Conversor Buck proposto.

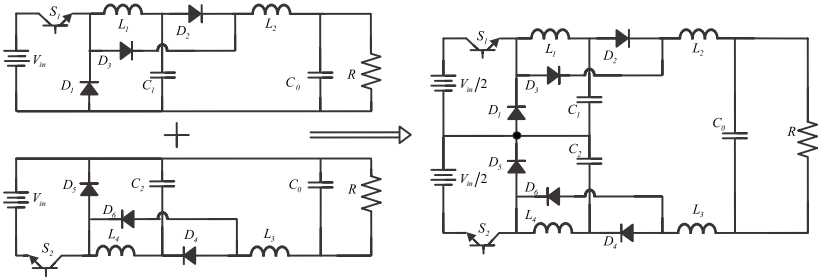


Figura 5.3 – Origem do Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto.

Procurando simplificar o estudo, as estruturas existentes na literatura são comparadas ao Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto, como apresentado em [12] e [21]. Na Tabela 1 está apresentada uma comparação segundo o ganho estático, a tensão e a corrente nos interruptores dos conversores citados com o conversor proposto.

Através de simulação no *software* PSIM, foram obtidos os resultados dos esforços de tensão nos interruptores para as topologias, conforme mostra a Tabela 1. Os parâmetros de entrada utilizados nas simulações foram os mesmos para os diversos conversores.

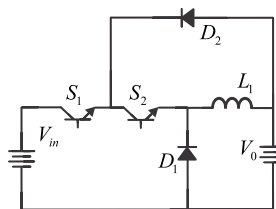
Para a análise comparativa dessas estruturas, a Figura 5.4, apresenta as estruturas, seguindo a ordem apresentada na Tabela 4, respectivamente. A razão cíclica utilizada foi $D = 0,5$, com comando único dos interruptores.

Observando a Tabela 4 e a Figura 5.4, pode-se concluir que dentre as estruturas analisadas a topologia proposta apresenta elevada taxa de conversão estática e reduzidos esforços de tensão nos interruptores.

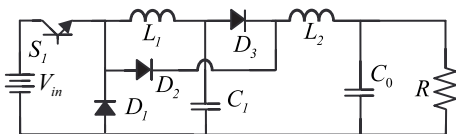
Tabela 4 – Comparação do Conversor Buck proposto com os Conversores Buck existentes na literatura.

	Ganho Estático	Tensões nos Interruptores	Correntes nos Interruptores
a) Conversor CC-CC Buck 3 níveis, [12]	D	$S_1 = V_{in} - V_0$ $S_2 = V_0$	$S_1 = I_{L1med}/2$ $S_2 = I_{L1med}/2$
b) Conversor Buck Quadrático única chave	$2.D - D^2$	$S_1 = V_{in}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$
c) Conversor Buck Quadrático (QTN), [21]	$2.D - D^2$	$S_1 = V_{in} - V_{C1}$ $S_2 = V_{C1}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$ $S_2 = I_{L1med}/2$
d) Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto	$2.D - D^2$	$S_1 = V_{in}/2$ $S_2 = V_{in}/2$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$

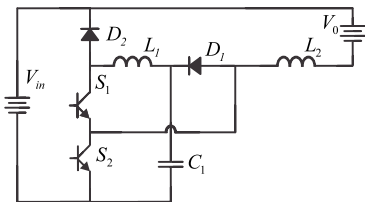
V_{in} - Tensão de entrada; V_{C1} - Tensão no capacitor intermediário; V_0 - Tensão de saída.



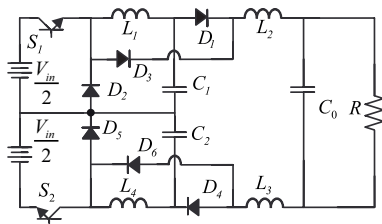
(a) Conversor CC-CC Buck 3 níveis, [12].



(b) Conversor Buck Cascata única chave.



(c) Conversor Buck Quadrático (QTN), [21].



(d) Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto.

Figura 5.4 – Circuito do Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto e os principais conversores existentes na literatura.

Para o levantamento da curva de ganho estático do conversor proposto é necessário a análise das suas etapas de funcionamento e

formas de onda em condução contínua:

Analisando a topologia da Figura 5.5, verifica-se que este conversor possui duas etapas de funcionamento, como ilustrado nas formas de onda dos principais componentes do conversor mostradas nas Figuras 5.6 e 5.7. Para simplificar a análise a tensão total de entrada V_{in} , foi dividida na metade e chamada de $V_{in}/2$.

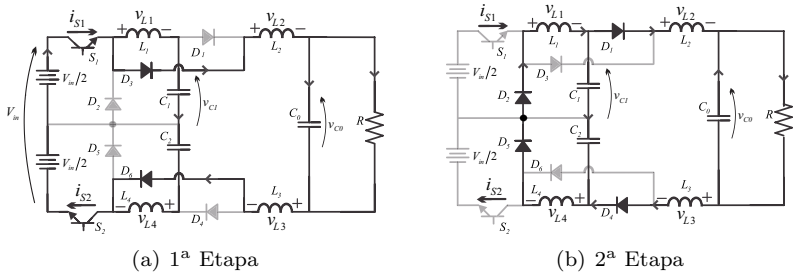


Figura 5.5 – Etapas de operação do Conversor Buck proposto.

1ª Etapa de Funcionamento $[D.T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão fechados e os diodos D_3 e D_6 entram em condução. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 são polarizados inversamente, e a energia do barramento de entrada é armazenada nos indutores L_1 e L_2 . A corrente i_{S1} é igual a soma de i_{L1} com i_{L2} , e as correntes i_{D1} e i_{D2} são nulas.

2ª Etapa de Funcionamento $[(1 - D).T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão abertos e o diodo D_3 é polarizado inversamente. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 entram em condução, conduzindo a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 para os capacitores intermediários e para a saída. Nesta etapa, as correntes i_{S1} , i_{S2} , i_{D3} e i_{D6} são nulas, e as correntes dos diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 assumem os valores das correntes dos indutores, $i_{D1} = i_{L1}$, $i_{D2} = i_{L2}$, $i_{D4} = i_{L3}$, $i_{D5} = i_{L4}$, respectivamente.

Analisando as etapas de operação, mostradas na Figura 5.5, pode-se desenvolver o modelo da característica ideal de transferência estática do Conversor Duplo Buck Quadrático. Durante essas análises considera-se os capacitores intermediários C_1 e C_2 , como fontes de tensões fixas. Para facilitar a análise considera-se o conversor dividido em

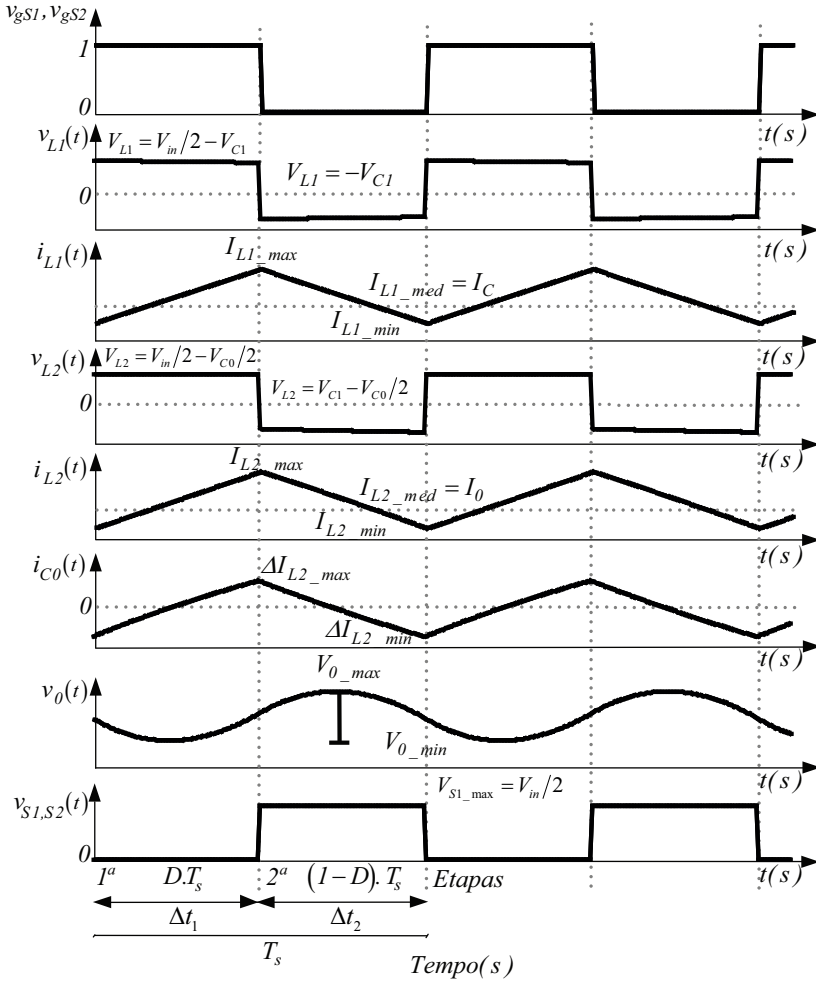


Figura 5.6 – Principais Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução contínua.

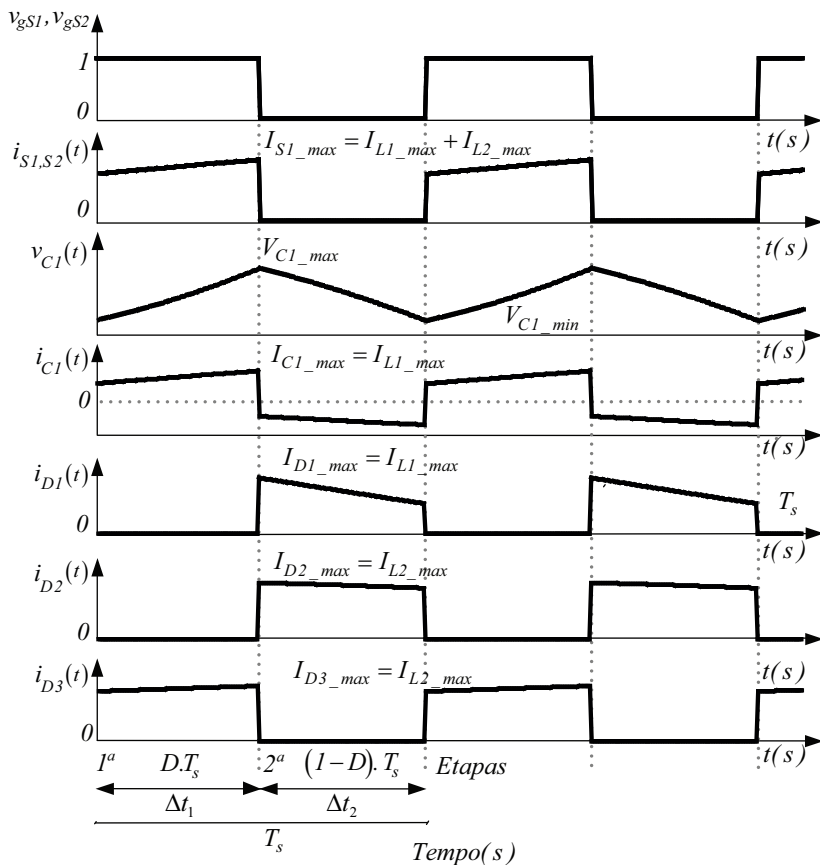


Figura 5.7 – Formas de onda do Conversor Duplo Buck Quadrático operando no modo de condução contínua.

dois circuitos, onde $V_{in}/2$ e V_{C1} correspondem as fontes de tensão de entrada do 1º e 2º circuito respectivamente, e cada indutor L_1 e L_2 pertencem as cargas com característica de fonte de corrente do 1º e 2º circuito respectivamente, conforme apresentado a seguir:

1º - Circuito de entrada: Para a análise da primeira parte do conversor considera-se apenas a metade da tensão de entrada, ou seja $V_{in}/2$, e o indutor L_1 uma fonte de corrente de carga. Assim, a energia demandada da fonte E_{Vin} , na 1ª etapa de operação é dada por:

$$E_{Vin} = (V_{in}/2 - V_{C1}) I_{L1} \Delta t_1 \quad (5.1)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário E_{VC1} , na 2ª etapa de operação é dada por:

$$E_{VC1} = V_{C1} \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_2 \quad (5.2)$$

Considerando o Conversor com componentes ideais em um período de operação toda energia aplicada pela fonte E_{in} é recebido pelo capacitor intermediário E_{C1} . Todavia, com as Equações 5.1 e 5.2, obtém-se a Equação 5.3, referente a 1ª parte da Equação do ganho estático do conversor:

$$\frac{V_C}{V_{in}} = D \quad (5.3)$$

2º - Circuito de saída: A mesma análise é desenvolvida para a segunda parte do conversor, considerando agora a tensão no capacitor intermediário V_{C1} a fonte de tensão de entrada e a corrente no indutor L_2 uma fonte de corrente de carga.

Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC1} , na 1ª etapa de operação é dado por:

$$E_{VC1} = (V_{in}/2 - V_{01}) I_{L2} \Delta t_1 \quad (5.4)$$

onde: $V_{01} = V_{C0}/2$.

Por simplicidade, supõe-se que o capacitor de saída é dividido por dois capacitores com ponto médio. Assim, a energia recebida pelo capacitor de saída superior suposto E_{V01} , na 2ª etapa de operação é dado por:

$$E_{V01} = (V_{C1} - V_{01}) \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_2 \quad (5.5)$$

Novamente, considerando agora o segundo circuito do conversor, em um sistema ideal, para um período de operação, toda a energia cedida pelo capacitor intermediário E_{C1} é recebida pelo capacitor de saída E_{O1} .

Com as equações da 1ª e 2ª etapas de operação para o circuito de saída do conversor e utilizando o Teorema do balanço volt segundo para o indutor L_2 , onde $V_{L2med} = 0$, obtém-se:

$$(V_{in} - V_0).D + (V_{C1} - V_0).(1 - D) = 0 \quad (5.6)$$

Substituindo a Equação 5.3 na Equação 5.6, obtém-se a equação que descreve o ganho estático ideal total do Conversor Duplo Buck Quadrático Proposto em função da tensão de saída V_0 pela tensão de entrada V_{in} :

$$\frac{V_0}{V_{in}} = 2.D - D^2 \quad (5.7)$$

A Figura 5.8 apresenta a curva de ganho estático ideal total em função da razão cíclica. Por efeito de comparação o ganho estático do conversor Buck Ideal também está apresentado.

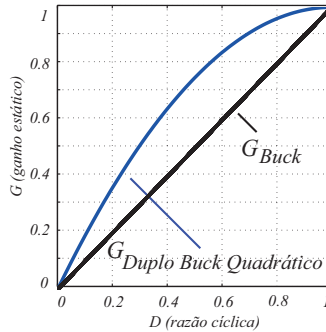


Figura 5.8 – Ganho estático do Conversor Duplo Buck Quadrático.

Apesar do seu ganho estático não possuir alta taxa de conversão estática para um Conversor Buck, conforme já mencionado, este conversor é importante para a família de Conversores Propostos por ser um dos Conversores CC-CC básicos não isolados composto pela célula básica de comutação que deu origem aos Conversores Propostos. Assim, conforme esperado, o Conversor Duplo Buck Quadrático possui alta taxa de conversão estática quando comparado ao Conversor Buck convencional, conforme mostrado na Figura 5.8.

5.3.1 Resultados de Simulação

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação para o modo de condução contínua (MCC). O *software* utilizado na simulação foi o PSIM. As especificações do conversor utilizados na simulação são apresentadas na Tabela 5. Lembrando que, como para este conversor são ilustrados somente resultados de simulação, os valores das capacidades intermediárias C_1 , C_2 e de saída C_0 obtidos são valores teóricos, calculados a partir do projeto dos componentes.

Tabela 5 – Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Buck Quadrático.

Potência de saída	$P_0 = 500W$
Tensão CC na entrada	$V_{in} = 100V$
Tensão CC na saída	$V_0 = 75V$
Indutâncias de entrada	$L_1, L_4 = 0,125mH$
Indutâncias intermediárias	$L_2, L_3 = 0,375mH$
Capacitores intermediários	$C_1, C_2 = 20,65\mu F$
Capacitores de saída	$C_0 = 2,29\mu F$
Resistência de carga	$R = 11,25\Omega$
Frequência de chaveamento	$f = 50kHz$
Razão Cíclica	$D = 0,5$

Os resultados de simulação dos parâmetros analisados do conversor em condução contínua, estão apresentados nas Figuras 5.9 e 5.10.

Conforme ilustrado nas Figuras 5.9 e 5.10, os interruptores S_1 e S_2 possuem comando único. As tensões nos indutores são determinadas conforme mostrado nas Equações 5.1, 5.2, 5.4 e 5.5. Já as correntes nos indutores L_1 e L_2 são proporcionais, conforme esperado.

Observa-se que para $D = 0,5$ a tensão de saída V_0 possui valor correspondente a 75% tensão de entrada V_{in} , o que caracteriza o ganho elevado, segundo a Equação 5.6.

Verifica-se que a tensão máxima nos interruptores é metade do barramento de entrada, o que demonstra a diminuição dos esforços de tensão nos interruptores.

Quanto as correntes nos indutores, observa-se que a ondulação da corrente no indutor de saída é maior que a ondulação da corrente no indutor de entrada, isso porque este conversor é do tipo abaixador de tensão. A especificação da ondulação foi de 10% do seu valor nominal.

Pode-se observar também que a corrente no diodo D_1 é dada

pela corrente no indutor L_1 na 2ª etapa de operação e as correntes nos diodos D_2 e D_3 são dadas pela corrente no indutor L_2 na 2ª e 1ª etapas de operação, respectivamente.

Considerando ainda que, a tensão intermediária no capacitor C_1 é proporcional à tensão de entrada e dada pela Equação 5.3. Finalmente, seguindo a equação de balanço de carga nos capacitores, as correntes I_{C1} e I_{C01} possuem valor médio nulo.

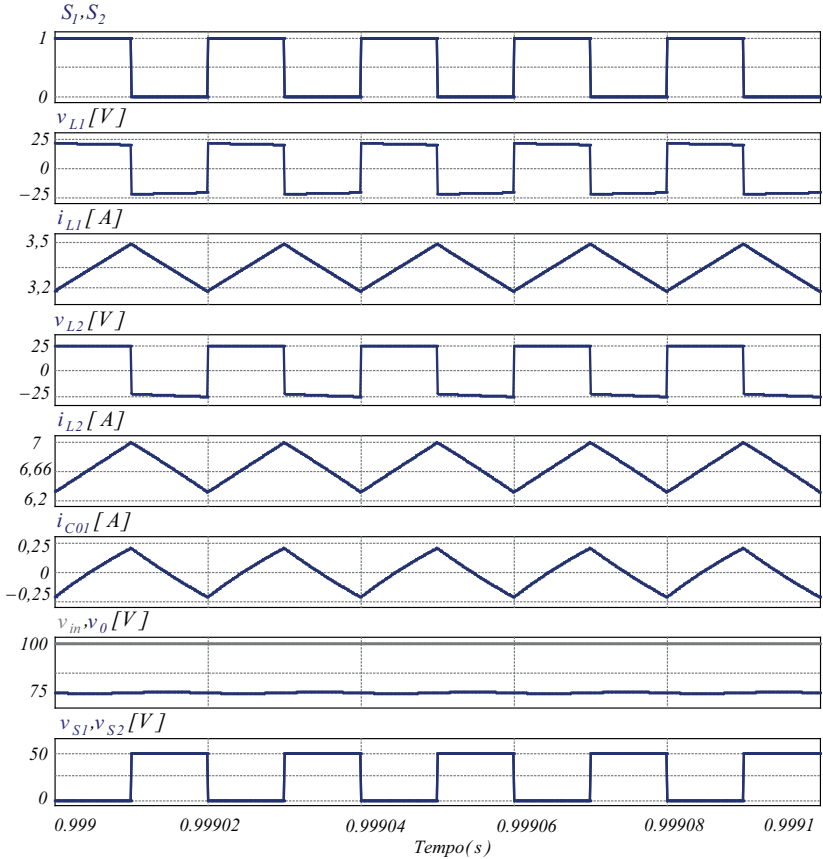


Figura 5.9 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução contínua.

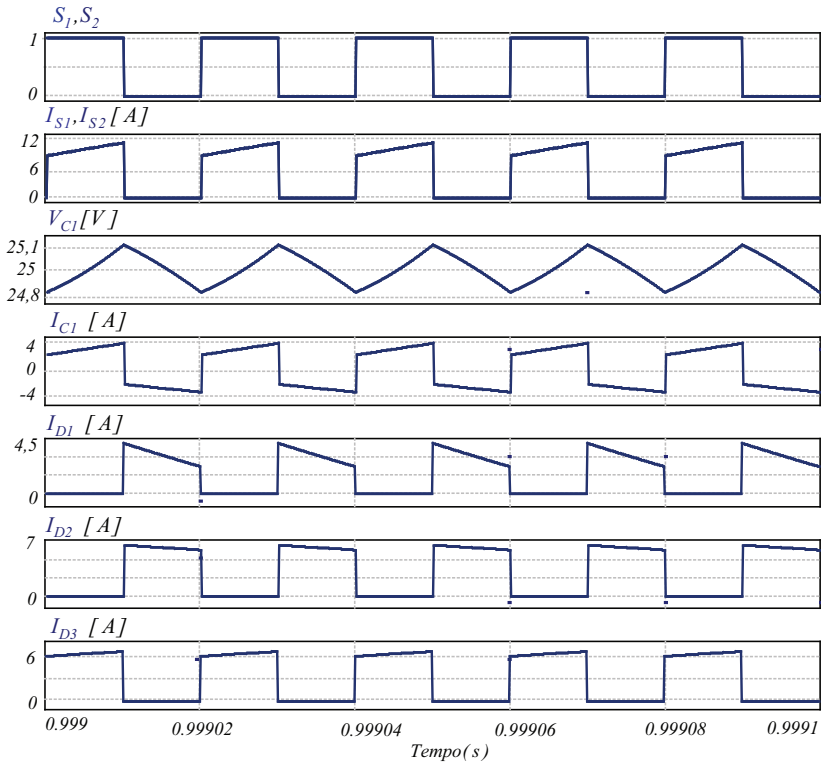


Figura 5.10 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck Quadrático em condução contínua.

Característica Externa

Escrevendo a Equação do ganho estático em condução contínua (Equação 5.8), tem:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = 2.D - D^2 \quad (5.8)$$

Fazendo $a = V_0/V_{in}$ na Equação 5.8, obtém-se a Equação 5.9. Considerando a análise do ganho estático em condução descontínua para o conversor Buck Convencional, tem-se: $\gamma = 2.I_0.L.f_s/V_{in}$, onde utilizando de forma análoga para o conversor proposto, obtém-se a Equação 5.10.

$$a = 2.D - D^2 \quad (5.9)$$

$$a = 2. \left(\frac{D^2}{\gamma + D^2} \right) - \left(\frac{D^2}{\gamma + D^2} \right)^2 \quad (5.10)$$

Substituindo a Equação 5.9 na Equação 5.10, igualando a nessas duas equações e desenvolvendo, obtém-se a Equação 5.11 que representa o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua. Isso significa que uma vez determinado " a ", encontra-se o máximo valor de γ para o qual a condução é contínua.

$$\gamma = (a - 1) \cdot \sqrt{1 - a} \quad (5.11)$$

Com as Equações 5.8, 5.10 e 5.11, é possível traçar as curvas que representam a característica externa do Conversor Duplo Buck Quadrático, conforme apresentado na Figura 5.11. A Figura 5.11 mostra a região para o modo de condução descontínua nas duas situações analisadas neste trabalho, a curva limite representa o modo de condução crítica e a região para o modo de condução contínua também está mostrada. Observa-se que, quando a condução é descontínua o ganho estático se altera conforme a variação da carga. Para a grande maioria das aplicações práticas esta é uma forma indesejável de funcionamento, e deve ser evitada, sobretudo porque causa estresses de corrente nos semicondutores. Por essa razão é muito importante operar sempre que possível em condução contínua, onde os valores de ganho estático são constantes para uma dada razão cíclica.

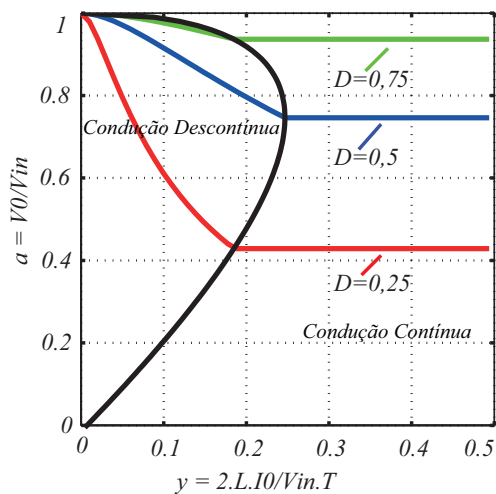


Figura 5.11 – Característica de carga do Conversor Duplo Buck Quadrático.

5.4 Conversor Duplo Boost Quadrático

O Conversor Duplo Boost Quadrático é derivado do Conversor Boost Quadrático única chave apresentado em [32]. A Figura 5.12 apresenta dois Conversores Boost Quadráticos rebatidos formando o Conversor Duplo Boost Quadrático. Em aplicações em alta tensão, esses Conversores tornam-se interessantes, por possuírem interruptores submetidos à metade da tensão total do barramento.

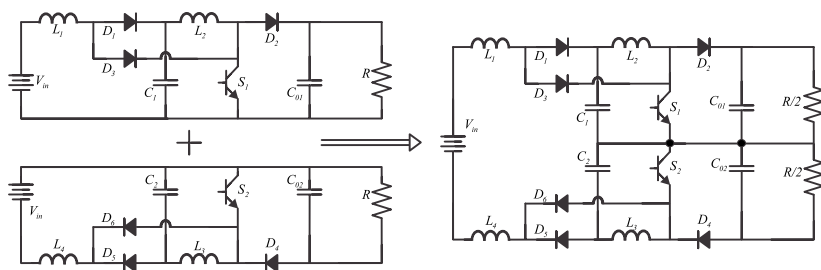


Figura 5.12 – Origem do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.

Procurando consolidar o estudo, algumas estruturas existentes na literatura são comparadas ao Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto. Na Tabela 6 está apresentada a comparação segundo o ganho estático e os esforços nos interruptores.

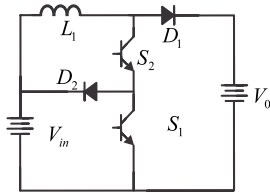
Através de simulação no *software* PSIM, foram obtidos os resultados dos esforços nos semicondutores para as topologias dos conversores comparados ao Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, conforme mostra a Tabela 6. É interessante ressaltar que os dados de entrada utilizados nas simulações foram os mesmos para os diversos conversores.

Para a análise comparativa dessas estruturas, a Figura 5.13, apresenta as estruturas, seguindo a ordem apresentada na Tabela 6, respectivamente. A razão cíclica utilizada foi $D = 0,5$ e a modulação utilizada foi a PWM convencional com comando único das chaves.

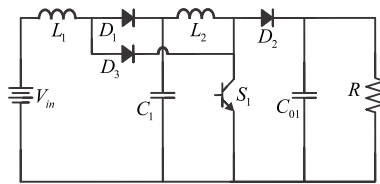
Tabela 6 – Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.

	Ganho Estático	Tensões nos Interruptores	Correntes nos Interruptores
a) Conversor CC-CC Boost 3 níveis, [12]	$\frac{1}{1-D}$	$S_1 = V_0 - V_{in}$ $S_2 = V_{in}$	$S_1 = I_{L1med}/2$ $S_2 = I_{L1med}/2$
b) Boost Quadrático Única Chave, [32]	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_0$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$
c) Boost 3 níveis Quadrático, [10]	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{C1}$ $S_2 = V_0 - V_{C1}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$
d) Duplo Boost Quadrático Proposto	$\frac{1}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_0/2$ $S_2 = V_0/2$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$

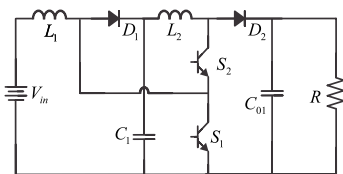
V_0 - Tensão de saída; V_{C1} - Tensão no capacitor intermediário.



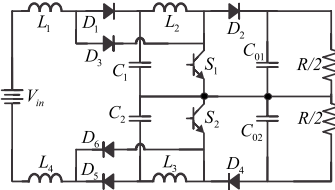
(a) Conversor CC-CC Boost 3 níveis, [12].



(b) Conversor Boost Quadrático Única Chave, [32].



(c) Conversor Boost Quadrático 3 níveis, [10].



(d) Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.

Figura 5.13 – Circuito do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto e alguns Conversores Boost existentes na literatura.

Dentre os conversores apresentados da família dos conversores propostos, o Conversor Duplo Boost Quadrático foi escolhido para ser

estudado detalhadamente, principalmente porque atualmente este conversor de alto ganho estático vem sendo utilizado amplamente na indústria e na geração de energias renováveis. Dessa forma, a análise em regime permanente desse conversor é estudada separadamente no capítulo 6.

5.5 Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático

A partir do Conversor Buck-Boost convencional [11], a célula básica de comutação é inserida formando o conversor Buck-Boost Quadrático. Porém, para que os esforços nos semi-condutores sejam reduzidos, a Figura 5.14 apresenta dois Conversores Buck-Boost Quadráticos refletidos formando o Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto.

Embora perca a possibilidade de isolamento que tem o Conversor Buck-Boost convencional, essa característica torna-se desnecessária em aplicações que não requerem isolamento galvânica entre as fontes de entrada e saída. Para essas situações, apesar dessa desvantagem do conversor, ainda conserva-se a vantagem do elevado ganho estático e reduzidos esforços nos interruptores, tornando-os interessantes para aplicações que requerem alta relação entre a tensão de saída pela tensão de entrada.

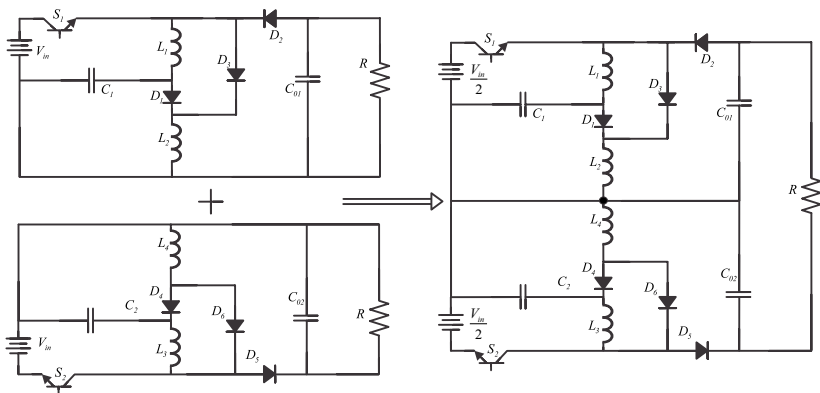


Figura 5.14 – Origem do Conversor Duplo Buck Boost Quadrático Proposto.

Procurando consolidar o estudo, algumas estruturas existentes na literatura são comparadas ao Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto. Na Tabela 7 está apresentada a comparação segundo o ganho estático e os esforços nos interruptores.

Através de simulação no *software* PSIM, foram obtidos os resultados dos esforços nos interruptores para as topologias dos conversores comparados ao Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto, conforme mostra a Tabela 7. É interessante ressaltar que os dados de entrada utilizados nas simulações foram os mesmos para os diversos

conversores.

Para a análise comparativa dessas estruturas, a Figura 5.15, apresenta as estruturas, seguindo a ordem apresentada na Tabela 7, respectivamente. A razão cíclica utilizada foi $D = 0,5$ e a modulação utilizada foi a PWM convencional com comando único dos interruptores.

Tabela 7 – Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.

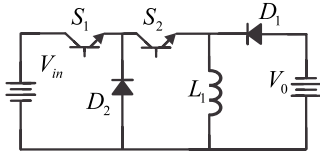
	Ganho Estático	Tensões nos Interruptores	Correntes nos Interruptores
a) Conversor Buck Boost 3 níveis, [12]	$\frac{D}{1-D}$	$S_1 = (V_{in} + V_0)/2$ $S_2 = (V_{in} + V_0)/2$	$S_1 = I_{L1med}/2$ $S_2 = I_{L1med}/2$
b) Conversor Buck Boost Quadrático	$\frac{D}{1-D} + \frac{D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{in} + V_{C0}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$
c) Conversor Buck Boost Quadrático, [21]	$\frac{(2-D) \cdot D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{C1}$ $S_2 = V_{in} + V_0 - V_{C1}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$ $S_1 = I_{L1med}/2$
d) Conversor Buck Boost Proposto	$\frac{D}{1-D} + \frac{D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{in}/2 + V_{C01}$ $S_2 = V_{in}/2 + V_{C02}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L2med})/2$

V_{in} - Tensão de entrada; V_{C1} - Tensão no capacitor intermediário;
 V_0 - Tensão de saída; V_{C01}, V_{C02} - Tensão nos capacitores de saída.

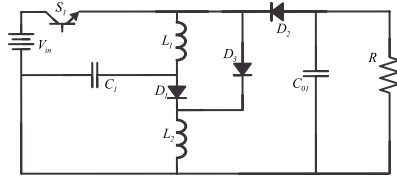
Para o levantamento da curva de ganho estático do conversor proposto é necessário a análise das suas etapas de funcionamento e formas de onda em condução contínua:

Analisando a estrutura na Figura 5.16, verifica-se que este conversor possui duas etapas de funcionamento, como ilustrado nas formas de onda dos principais componentes do conversor mostradas nas Figuras 5.17 e 5.18. Para simplificar a análise a tensão total de entrada V_{in} , foi dividida na metade e chamada de $V_{in}/2$, lembrando que o comando dos interruptores é único.

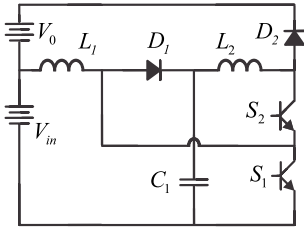
1ª Etapa de Funcionamento $[D.T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão fechados e os diodos D_3 e D_6 entram em condução. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 são polarizados inversamente, e a energia do barramento de entrada é armazenada nos indutores L_1 e L_2 . A corrente i_{S1} é igual a soma de i_{L1} com i_{L2} , e as correntes i_{D1} e i_{D2} são nulas.



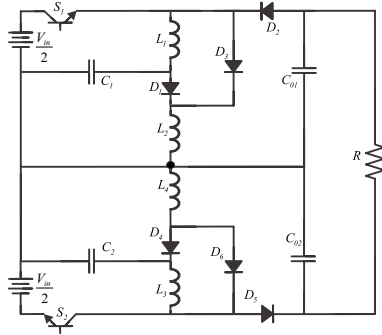
(a) Conversor CC-CC Buck-Boost 3 níveis, [12].



(b) Conversor Buck-Boost Quadrático única chave.

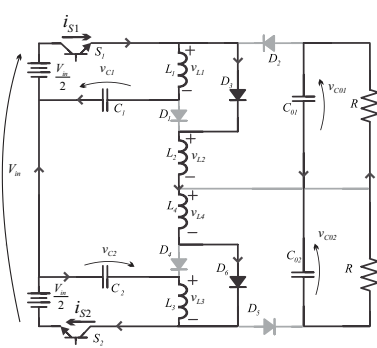


(c) Conversor Buck-Boost Quadrático 3 níveis, [21].

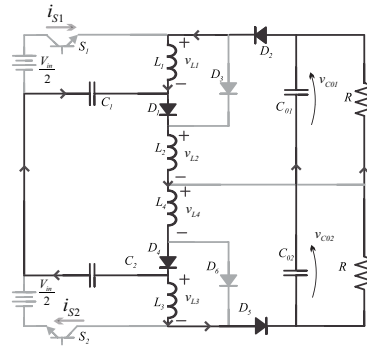


(d) Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto.

Figura 5.15 – Circuito do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático proposto e alguns Conversores Buck-Boost existentes na literatura.



(a) 1ª Etapa



(b) 2ª Etapa

Figura 5.16 – Etapas de Operação do Conversor Buck-Boost proposto.

2ª Etapa de Funcionamento $[(1 - D) \cdot T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão abertos e os diodos D_3 e D_6 são polarizados inversamente. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 entram em condução, conduzindo a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 para os capacitores intermediários e para a saída. Nesta etapa, as correntes i_{S1} , i_{S2} , i_{D3} e i_{D6} são nulas, e as correntes dos diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 assumem os valores das correntes dos indutores, $i_{D1} = i_{L2}$, $i_{D2} = i_{L1}$, $i_{D4} = i_{L4}$, $i_{D5} = i_{L3}$, respectivamente.

Analisando as etapas de operação, mostradas na Figura 5.16, pode-se desenvolver o modelo da característica ideal de transferência estática do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático. Para facilitar a análise considera-se o conversor dividido em dois circuitos, onde $V_{in}/2$ e V_{C1} correspondem as fontes de tensão de entrada do 1º e 2º circuito, respectivamente e cada indutor L_1 e L_2 pertencem as cargas com característica de fonte de corrente do 1º e 2º circuito respectivamente, conforme apresentado a seguir:

1º - Circuito de entrada: Para a análise da primeira parte do conversor considera-se apenas a metade da tensão de entrada, ou seja $V_{in}/2$, e o indutor L_2 uma fonte de corrente de carga. Assim, a energia aplicada pela fonte E_{Vin} , na 1ª etapa de operação é dada por:

$$E_{Vin} = V_{in}/2 \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_1 \quad (5.12)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário E_{VC1} , na 2ª etapa de operação é dada por:

$$E_{VC1} = -V_{C1} \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_2 \quad (5.13)$$

Considerando o Conversor com componentes ideais em um período de operação toda energia aplicada pela fonte E_{in} é recebido pelo capacitor intermediário E_{C1} . Todavia, com as Equações 5.12 e 5.13, obtém-se a Equação 5.14, referente a 1ª parte da Equação do ganho estático do conversor:

$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} \quad (5.14)$$

2º - Circuito de saída: A mesma análise é desenvolvida para a segunda parte do conversor, considerando agora a tensão no capacitor intermediário V_{C1} , a fonte de tensão de entrada e a corrente no indutor

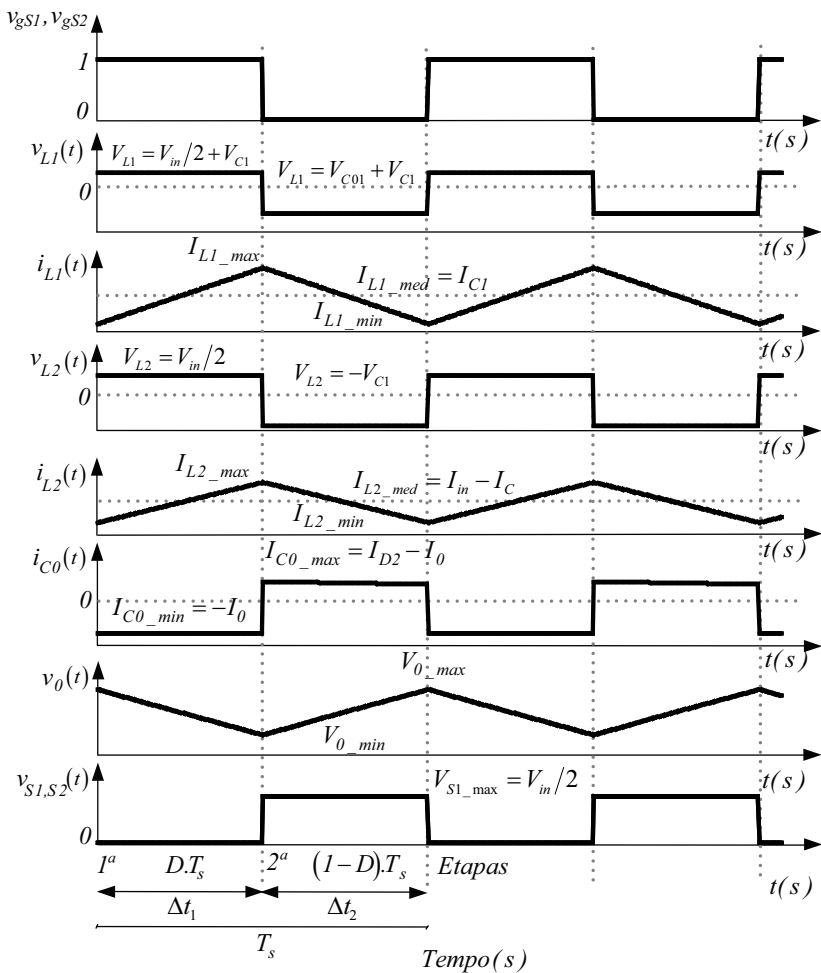


Figura 5.17 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático operando no modo de condução contínua.

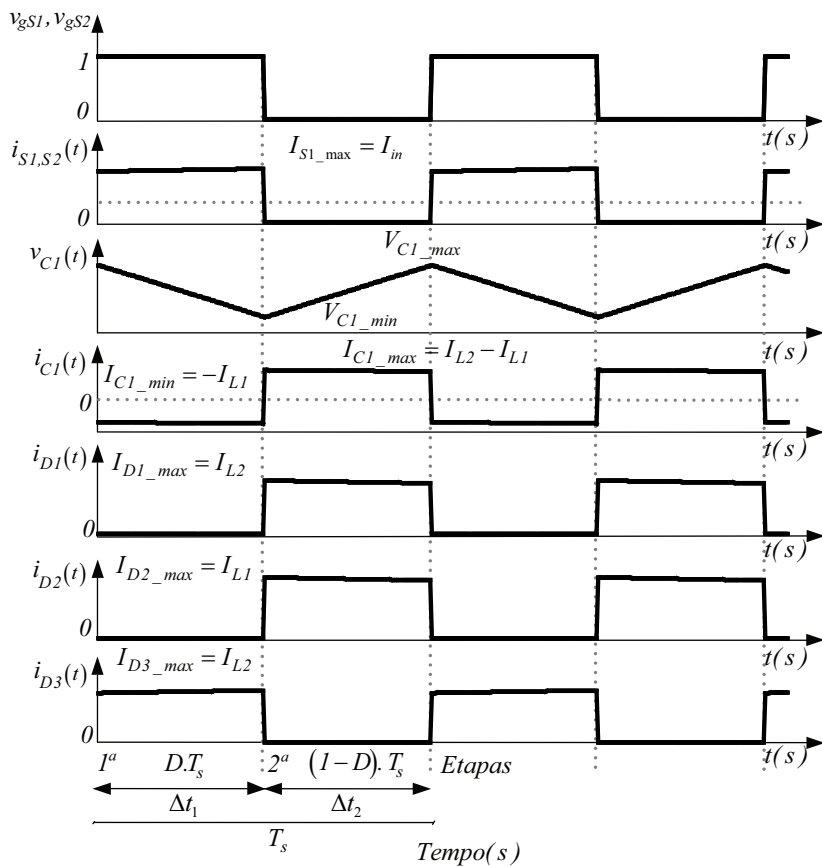


Figura 5.18 – Formas de onda do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático operando no modo de condução contínua.

L_1 uma fonte de corrente de carga.

Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC1} , em um período de operação é dado por:

$$E_{VC1} = (V_{C1} + V_{in}).I_{L1}.\Delta t_1 \quad (5.15)$$

Por simplicidade, supõe-se que o capacitor de saída é dividido em dois capacitores com ponto médio, ou seja, $V_{01} = V_{C0}/2$. Assim, a energia recebida pelo capacitor de saída superior suposto E_{V01} , em um período de operação é dado por:

$$E_{V01} = (-V_{L2} - V_{01}).I_{L1}.\Delta t_2 \quad (5.16)$$

Novamente, considerando agora o segundo circuito do conversor, em um sistema ideal, para um período de operação, toda a energia cedida pelo capacitor intermediário E_{C1} é recebida pelo capacitor de saída E_{01} .

Com as equações da 1ª e 2ª etapas de operação para o circuito de saída do conversor e utilizando o Teorema do balanço volt segundo para o indutor L_1 , onde $V_{L1med} = 0$, obtém-se:

$$(V_C + V_{in}).D + (-V_{L2} - V_{C0}).(1 - D) = 0 \quad (5.17)$$

Substituindo a Equação 5.14 na Equação 5.17, obtém-se a equação que descreve o ganho estático ideal total do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto em função da tensão de saída V_0 pela tensão de entrada V_{in} :

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{1 - D} + \frac{D}{(1 - D)^2} \quad (5.18)$$

A Figura 5.19 apresenta a curva de ganho estático ideal total em função da razão cíclica. Para efeito de comparação o ganho estático do conversor Buck-Boost convencional também está apresentado.

Conforme esperado, o Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático possui um alto ganho estático quando comparado ao Conversor Buck-Boost convencional, conforme mostrado na Figura 5.19.

5.5.1 Resultados de Simulação

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático, para o modo de condução contí-

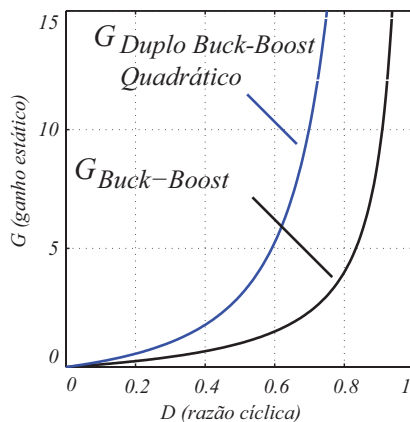


Figura 5.19 – Ganho estático do Conversor Buck-Boost Convencional e Proposto.

nua (MCC). O *software* utilizado na simulação foi o PSIM. As especificações do conversor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 8 .

Tabela 8 – Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto.

Potência de saída	$P_0 = 500W$
Tensão CC na entrada	$V_{in} = 100V$
Indutâncias de entrada	$L_1, L_4 = 6mH$
Indutâncias intermediárias	$L_2, L_3 = 1,5mH$
Capacitores intermediários	$C_1, C_2 = 66,67\mu F$
Capacitores de saída	$C_{01}, C_{02} = 5,56\mu F$
Resistência de carga	$R = 180\Omega$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50kHz$
Razão cíclica	$D = 0,5$

Os resultados de simulação dos parâmetros analisados do conversor em condução contínua, estão apresentados nas Figuras 5.20 e 5.21. Como para este conversor são ilustrados apenas os resultados de simulação, os valores obtidos das capacitâncias intermediárias C_1 , C_2 e de saída C_{01} , C_{02} são valores teóricos, calculados a partir do projeto dos componentes.

Conforme ilustrado nas Figuras 5.20 e 5.21, os interruptores S_1 e

S_2 possuem comando único. As tensões nos indutores são determinadas através das equações de energia instantânea em um período de operação do conversor, conforme mostrado nas Equações 5.12, 5.13, 5.15 e 5.16. Já as correntes nos indutores L_1 e L_2 são proporcionais, como esperado.

Observa-se que para $D = 0,5$ a tensão de saída V_0 possui valor três vezes maior que a tensão de entrada V_{in} , o que caracteriza o ganho elevado, segundo a Equação 5.18.

Verifica-se que a tensão máxima nos interruptores é a metade da tensão total de entrada, o que demonstra os baixos esforços de tensão nos interruptores.

Quanto as correntes nos indutores, observa-se que para $D = 0,5$, a ondulação da corrente no indutor L_2 é o dobro da ondulação da corrente no indutor L_1 . A especificação para a ondulação de corrente foi estabelecido em 10% do valor de corrente nominal.

Pode-se observar também que as correntes nos diodos D_1 e D_2 são dadas pelas correntes nos indutores L_2 e L_1 na 2ª etapa de operação, respectivamente. A corrente no diodo D_3 é dada pela corrente no indutor L_2 na 1ª etapa de operação e a corrente no interruptor S_1 e dada pela corrente de entrada I_{in} para a 1ª etapa de operação.

Temos ainda que, a tensão intermediária no capacitor C_1 é proporcional a tensão de entrada e dada pela Equação 5.14. Finalmente, seguindo a equação de balanço de carga nos capacitores, as correntes médias nos capacitores C_1 e C_2 possuem valor médio nulo.

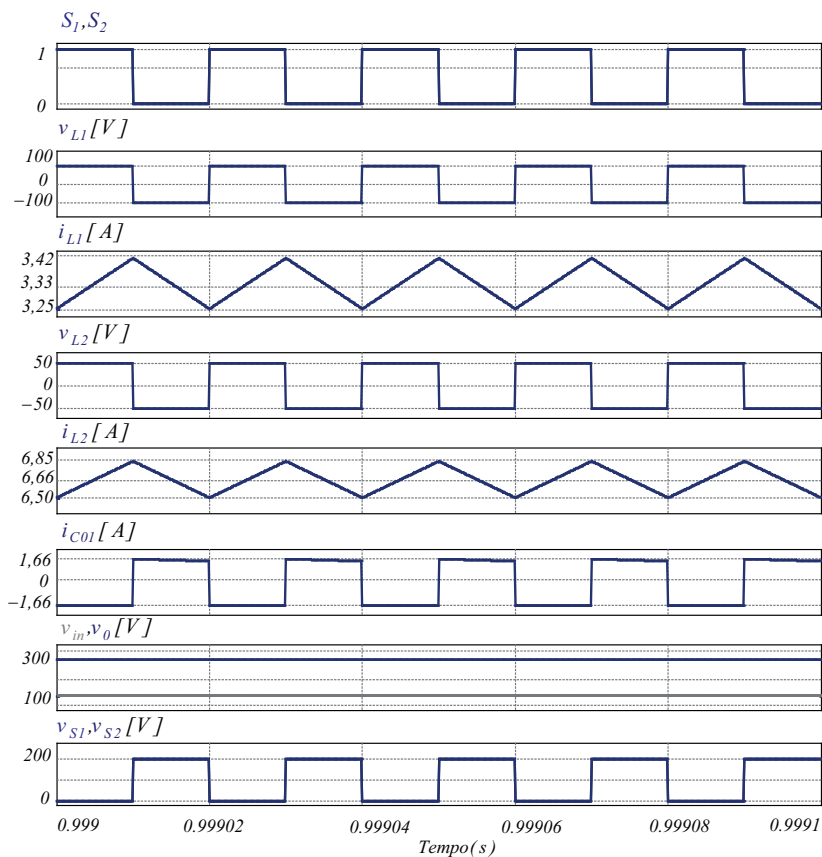


Figura 5.20 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático em condução contínua.

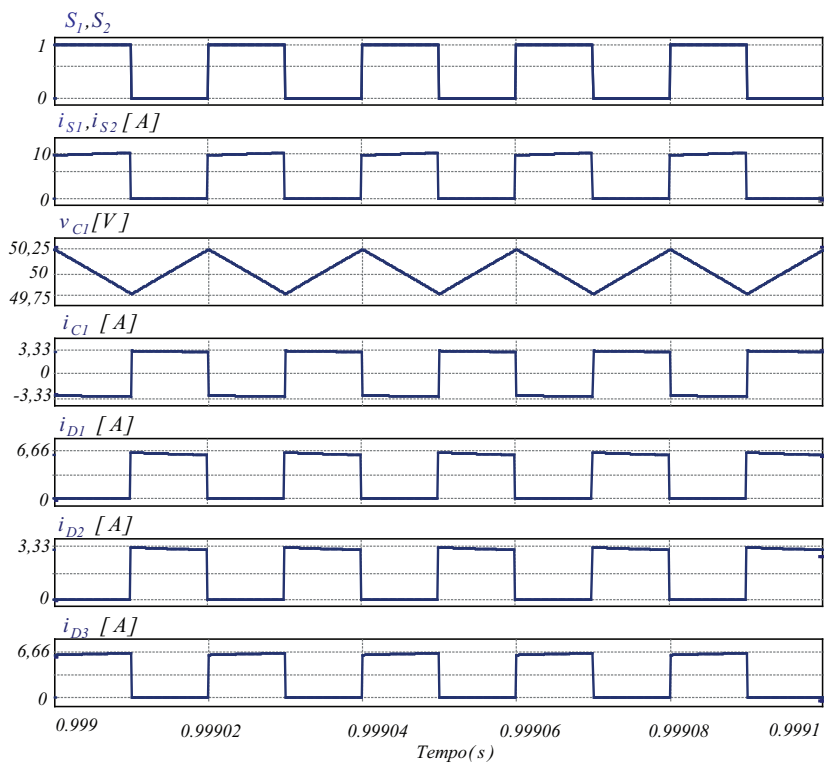


Figura 5.21 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático em condução contínua.

Característica Externa

Reescrevendo a equação do ganho estático em condução contínua (Equação 5.18), desenvolvida para um formato mais adequado nessa situação, tem-se:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \left(\frac{D}{1-D} \right) + \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \quad (5.19)$$

Fazendo $a = V_0/V_{in}$ na Equação 5.19, obtém-se a Equação 5.20.

Considerando a análise do ganho estático em condução descontínua para o conversor Buck-Boost Convencional, tem-se: $\gamma = R0'' = \sqrt{\frac{R_0.T_s}{2.L}}$, onde $R0''$ é dada pela carga, no qual para a região descontínua, a tensão de saída para uma dada tensão de entrada mantida constante aumenta, na medida em que $R0''$ aumenta. Portanto, utilizando de forma análoga para o conversor proposto, obtém-se a Equação 5.21.

$$a = \left(\frac{D}{1-D} \right) + \left(\frac{D}{1-D} \right)^2 \quad (5.20)$$

$$a = (\gamma.D) + (\gamma.D)^2 \quad (5.21)$$

Com as Equações 5.19, 5.20 e 5.21, é possível traçar as curvas que representam a característica externa do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático, conforme apresentado na Figura 5.22. Esta Figura mostra a região para o modo de condução descontínua nas duas situações analisadas neste trabalho e a região para o modo de condução contínua. Observa-se que, quando a condução é descontínua o ganho estático se altera conforme a variação da carga. Para a grande maioria das aplicações práticas esta é uma forma indesejável de funcionamento, e deve ser evitada, sobretudo porque causa estresses de corrente nos semicondutores. Por essa razão é muito importante operar sempre que possível em condução contínua, onde os valores de ganho estático são constantes para uma dada razão cíclica.

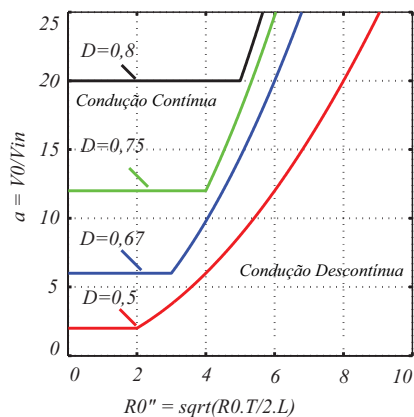


Figura 5.22 – Característica de carga do Conversor Duplo Buck-Boost Quadrático Proposto.

5.6 Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto

A origem do Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto surgiu a partir da topologia básica do Conversor CC-CC Zeta não isolado [11], inserindo a célula básica de comutação, mostrada na Figura 5.2, tornando o conversor com alto ganho estático. Na Figura 5.23 os dois Conversores Zeta Quadráticos foram refletidos formando o Conversor Duplo Zeta Quadrático. Em aplicações que exigem grandes relações de tensão entre a saída e a entrada, esses conversores tornam-se interessantes, por possuírem além do ganho estático elevado, esforços nos interruptores reduzidos e tensão na entrada dividida na metade.

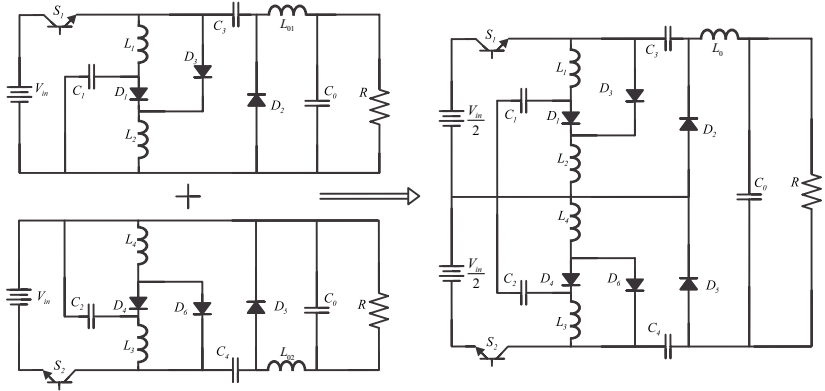


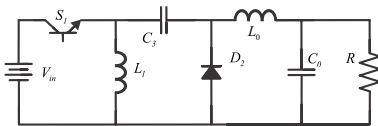
Figura 5.23 – Origem do Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto.

Procurando situar o Conversor Proposto na literatura atual, algumas estruturas existentes são comparadas ao Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto. Na Tabela 9 está apresentada a comparação segundo o ganho estático e os esforços nos interruptores realizada através de simulação no *software* PSIM. É interessante ressaltar que os dados de entrada utilizados nas simulações foram os mesmos para os diversos conversores. A ilustração da comparação apresentada está mostrada na Figura 5.24, seguindo a ordem apresentada na Tabela 9, respectivamente.

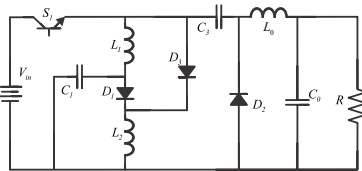
Tabela 9 – Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.

	Ganho Estático	Tensões nos Interruptores	Correntes nos Interruptores
a) Conversor Zeta, [11]	$\frac{D}{1-D}$	$S_1 = V_{in} + V_0$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$
b) Conversor Zeta Quadrático	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{in} + V_{C3}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med} + I_{L0med})/2$
c) Conversor Zeta multinível, [14]	$\frac{D}{1-D}$	$S_1 = (V_{in} + V_0)/2$ $S_2 = (V_{in} + V_0)/2$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$
d) Conversor Zeta Proposto	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{in}/2 + V_{C3}$ $S_2 = V_{in}/2 + V_{C4}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med} + I_{L0med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L2med} + I_{L0med})/2$

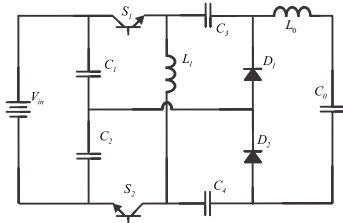
V_{in} - Tensão de entrada; V_{C3}, V_{C4} - Tensão nos capacitores intermediários;
 V_0 - Tensão de saída.



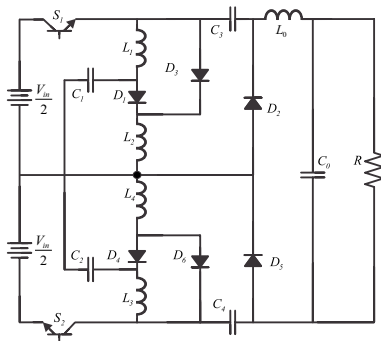
(a) Conversor CC-CC Zeta básico não isolado, [11].



(b) Conversor Zeta Quadrático única chave.



(c) Conversor Zeta Multinível, [14].



(d) Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto.

Figura 5.24 – Circuito do Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto com alguns conversores existentes na literatura.

Para o levantamento da curva de ganho estático do conversor proposto é necessário a análise das suas etapas de operação e suas respectivas formas de onda em condução contínua, lembrando que o comando dos interruptores é único.

Analisando a estrutura na Figura 5.25, verifica-se que este conversor possui duas etapas de funcionamento, como ilustrado nas formas de onda dos principais componentes do conversor mostradas nas Figuras 5.26 e 5.27 e descritos a seguir. Para simplificar a análise a tensão total de entrada V_{in} , foi dividida na metade e chamada de $V_{in}/2$.

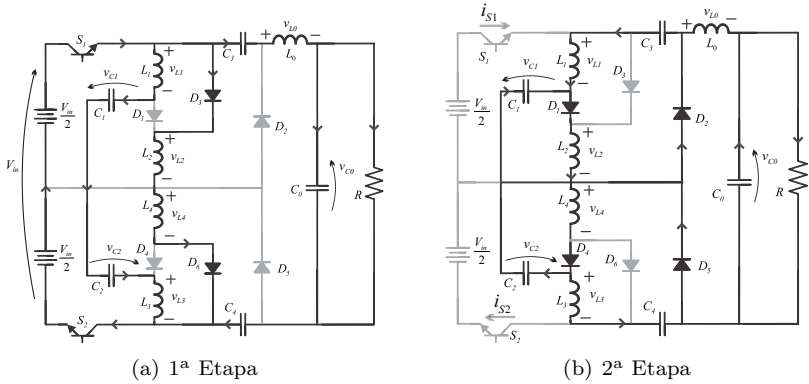


Figura 5.25 – Etapas de Operação do Conversor Zeta.

1ª Etapa de Funcionamento $[D.T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão fechados e os diodos D_3 e D_6 entram em condução. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 são polarizados inversamente, e a energia do barramento de entrada é armazenada nos indutores L_1 e L_2 . A corrente i_{S1} é igual a soma de i_{L1} com i_{L2} , e as correntes i_{D1} e i_{D2} são nulas.

2ª Etapa de Funcionamento $[(1 - D).T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão abertos e os diodos D_3 e D_6 são polarizados inversamente. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 entram em condução, conduzindo a energia armazenada nos indutores L_1 e L_2 para os capacitores intermediários e para a saída. Nesta etapa, as correntes i_{S1} , i_{S2} , i_{D3} e i_{D6} são nulas, e as correntes dos diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 assumem os valores das correntes dos indutores, $i_{D1} = i_{L2}$, $i_{D2} = i_{L1} + i_{L0}$, $i_{D4} = i_{L4}$, $i_{D5} = i_{L1} + i_{L0}$, respectivamente.

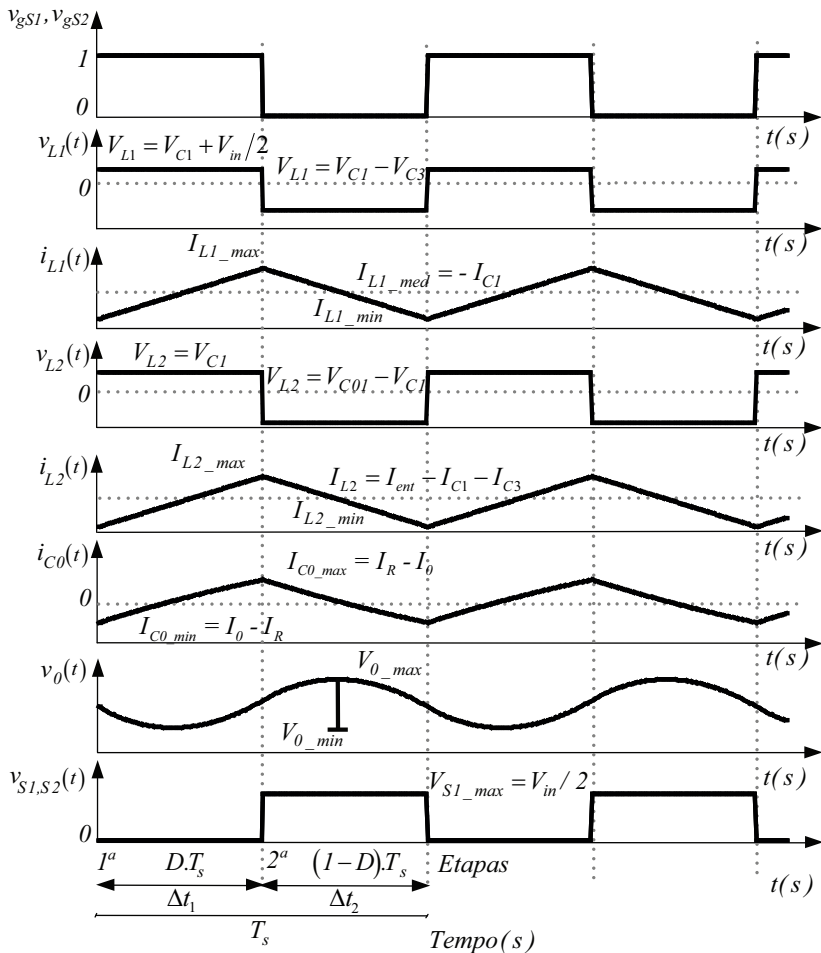


Figura 5.26 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Zeta Quadrático operando no modo de condução contínua.

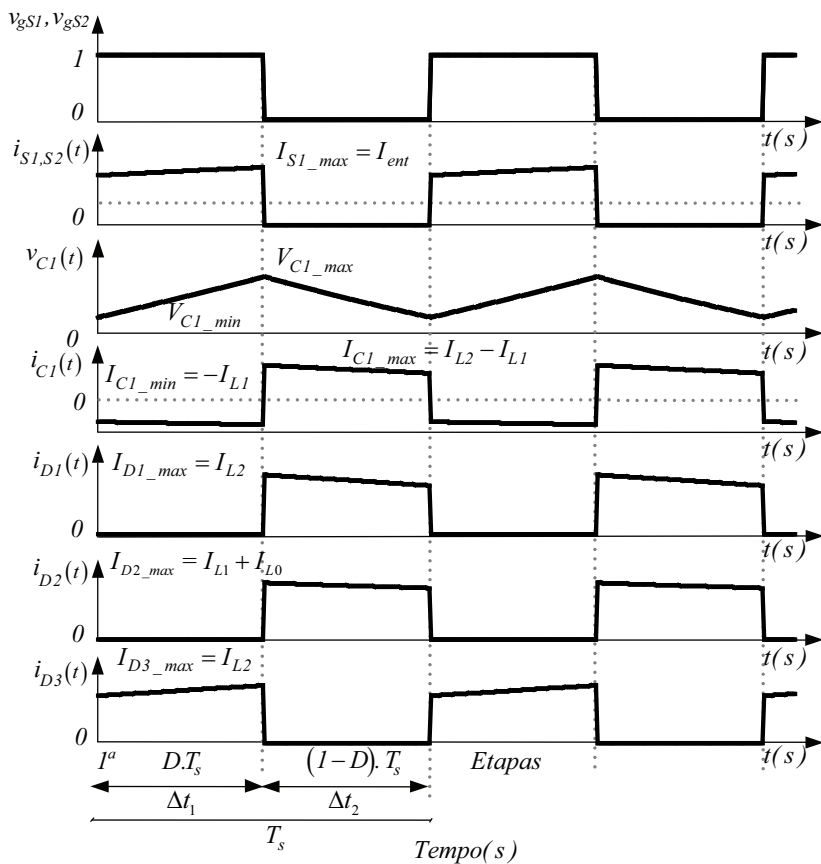


Figura 5.27 – Formas de onda do Conversor Duplo Zeta Quadrático operando no modo de condução contínua.

Analisando as etapas de operação, mostradas na Figura 5.25, pode-se desenvolver o modelo ideal de transferência estática do Conversor Duplo Zeta Quadrático. Para facilitar a análise considera-se o conversor dividido em dois circuitos, onde $V_{in}/2$ e V_{C1} correspondem as fontes de tensão de entrada do 1º e 2º circuito, respectivamente e cada indutor L_1 e L_2 pertencem as cargas com característica de fonte de corrente do 1º e 2º circuito, conforme apresentado a seguir:

1º - Circuito de entrada: Para a análise da primeira parte do conversor considera-se apenas a metade da tensão de entrada, ou seja $V_{in}/2$, e o indutor L_2 uma fonte de corrente de carga. Assim, a energia aplicada pela fonte E_{Vin} , em um período de operação é dada por:

$$E_{Vin} = V_{in}/2 \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_1 \quad (5.22)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário E_{VC1} , em um período de operação é dada por:

$$E_{VC1} = -V_{C1} \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_2 \quad (5.23)$$

Considerando o Conversor um sistema ideal em um período de operação toda energia aplicada pela fonte E_{in} é recebido pelo capacitor intermediário E_{C1} . Todavia, com as Equações 5.22 e 5.23, obtém-se a Equação 5.24, referente a 1ª parte da Equação do ganho estático do conversor:

$$\frac{V_{C1}}{V_{in}/2} = \frac{D}{1 - D} \quad (5.24)$$

2º - Circuito de saída: A mesma análise é desenvolvida para a segunda parte do conversor, considerando agora a tensão no capacitor intermediário V_{C1} a fonte de tensão de entrada e a corrente no indutor L_1 uma fonte de corrente de carga.

Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC1} , em um período de operação é dado por:

$$E_{VC1} = (V_{C1} + V_{in}/2) \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_1 \quad (5.25)$$

Assim, a energia recebida pelo capacitor C_3 suposto E_{VC3} , em um período de operação é dado por:

$$E_{VC3} = (-V_{L2} - V_{C3}) \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_2 \quad (5.26)$$

Considerando agora o segundo circuito do conversor, em um sistema ideal, para um período de operação, toda a energia cedida pelo capacitor intermediário E_{C1} é recebida pelo capacitor C_3 , E_{C3} .

Com as equações da 1ª e 2ª etapas de operação para o circuito de saída do conversor e utilizando o Teorema do balanço volt segundo para o indutor L_1 , onde $V_{L1med} = 0$, obtém-se:

$$(V_{in}/2 + V_{C1}) \cdot D + (-V_{L2} - V_{C3}) \cdot (1 - D) = 0 \quad (5.27)$$

Substituindo a Equação 5.24 na Equação 5.27 e sabendo que $V_{L2} = -V_{C1}$, obtém-se a equação que descreve o ganho estático ideal da segunda parte do conversor em função da tensão do capacitor C_3 , V_{C3} pela tensão de entrada $V_{in}/2$:

$$\frac{V_{C3}}{V_{in}/2} = \frac{D}{1 - D} + \frac{D}{(1 - D)^2} \quad (5.28)$$

Ainda considerando a segunda parte do conversor, novamente a análise é desenvolvida julgando que o capacitor C_3 comporta-se como uma fonte de tensão de entrada e o indutor L_0 como uma fonte de corrente de carga.

Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC3} , na 1ª etapa de operação é dada por:

$$E_{VC3} = V_{in}/2 + V_{C3} - V_0/2 \quad (5.29)$$

Assim, a energia recebida pelo capacitor C_0 suposta E_{VC0} , na 2ª etapa de operação é dada por:

$$E_{VC0} = -V_0/2 \quad (5.30)$$

Considerando agora o segundo circuito do Conversor, em um sistema ideal, para um período de operação, toda a energia cedida pelo capacitor intermediário E_{C3} é recebida pelo capacitor C_0 , E_{C0} .

Com as equações da 1ª e 2ª etapas de operação para o circuito de saída do conversor e utilizando o Teorema do balanço volt segundo para o indutor L_0 , onde $V_{L0med} = 0$, obtém-se:

$$(V_{in}/2 + V_{C3} - V_0/2) \cdot D + (-V_0/2) \cdot (1 - D) = 0 \quad (5.31)$$

Substituindo a Equação 5.28 e a Equação 5.24 na Equação 5.31, obtém-se a equação que descreve o ganho estático ideal total do conversor em função da tensão do capacitor C_0 , V_{C0} pela tensão de entrada V_{in} :

$$\frac{V_0}{V_{in}} = D + \left[\frac{D^2}{(1-D)} + \frac{D^2}{(1-D)^2} \right] \quad (5.32)$$

Rearranjando a Equação 5.32, obtemos a Equação 5.33 reescrita de forma compacta:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)^2} \quad (5.33)$$

A Figura 5.28 apresenta a curva de ganho estático ideal total em função da razão cíclica. Por efeito de comparação o ganho estático do Conversor Zeta convencional também está apresentado.

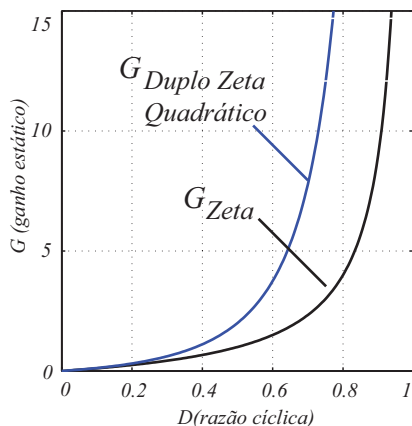


Figura 5.28 – Ganho estático do Conversor Zeta Proposto e Convencional.

Conforme esperado, o Conversor Duplo Zeta Quadrático possui um alto ganho estático quando comparado ao Conversor Zeta convencional, conforme mostrado na Figura 5.28.

5.6.1 Resultados de Simulação

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação do Conversor Duplo Zeta Quadrático para o modo de condução contínua (MCC). O software utilizado na simulação foi o PSIM. As especificações do conversor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 10. Sabendo

que, são ilustrados apenas os resultados de simulação do conversor, os valores obtidos das capacitâncias intermediárias C_1 , C_2 e de saída C_{01} , C_{02} são valores teóricos, calculados através do projeto dos componentes.

Tabela 10 – Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Zeta Quadrático.

Potência de saída	$P_0 = 500W$
Tensão CC na entrada	$V_{in} = 100V$
Tensão CC na saída	$V_0 = 200V$
Indutâncias de entrada	$L_1, L_4 = 4mH$
Indutâncias de intermediária	$L_2, L_3 = 1mH$
Indutância de saída	$L_0 = 8mH$
Capacitores intermediários	$C_1, C_2, C_3 = 50\mu F$
Capacitores de saída	$C_{01}, C_{02} = 0,3125\mu F$
Resistência de carga	$R = 80\Omega$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50kHz$
Razão cíclica	$D = 0,5$

Os resultados de simulação dos parâmetros analisados do conversor em condução contínua, estão apresentados nas Figuras 5.29 e 5.30.

Conforme ilustrado nas Figuras 5.29 e 5.30, os interruptores S_1 e S_2 possuem comando único. As tensões nos indutores são determinadas através das equações de energia instantânea em um período de operação do conversor, conforme mostrado nas Equações 5.22, 5.23, 5.25, 5.26, 5.29 e 5.30. Já as correntes nos indutores L_1 e L_2 são proporcionais, como esperado.

Observa-se que para $D = 0,5$ a tensão de saída V_0 possui valor duas vezes maior que a tensão de entrada V_{in} , o que caracteriza o ganho quadrático, segundo a Equação 5.33.

Verifica-se que a tensão máxima nos interruptores é a metade da tensão total de entrada, o que demonstra os baixos esforços de tensão nos interruptores.

Quanto as correntes nos indutores, observa-se que para $D = 0,5$, a ondulação da corrente no indutor L_2 é o dobro da ondulação da corrente no indutor de entrada L_1 . A especificação para a ondulação de corrente foi estabelecido em 10% do valor de corrente nominal.

Pode-se observar também que as correntes nos diodos D_1 e D_3 são dadas pela corrente no indutor L_2 na 2ª e 1ª etapa de operação,

respectivamente. A corrente no diodo D_2 é dada pela soma das correntes nos indutores L_1 e L_0 na 2ª etapa de operação do conversor e finalmente, a corrente no interruptor S_1 é dada pela corrente de entrada.

Tem-se ainda que, a tensão intermediária no capacitor C_1 é proporcional a tensão de entrada e dada pela Equação 5.24. No entanto, seguindo a equação de balanço de carga nos capacitores, as correntes I_{C1} e I_{C01} possuem valor médio nulo.

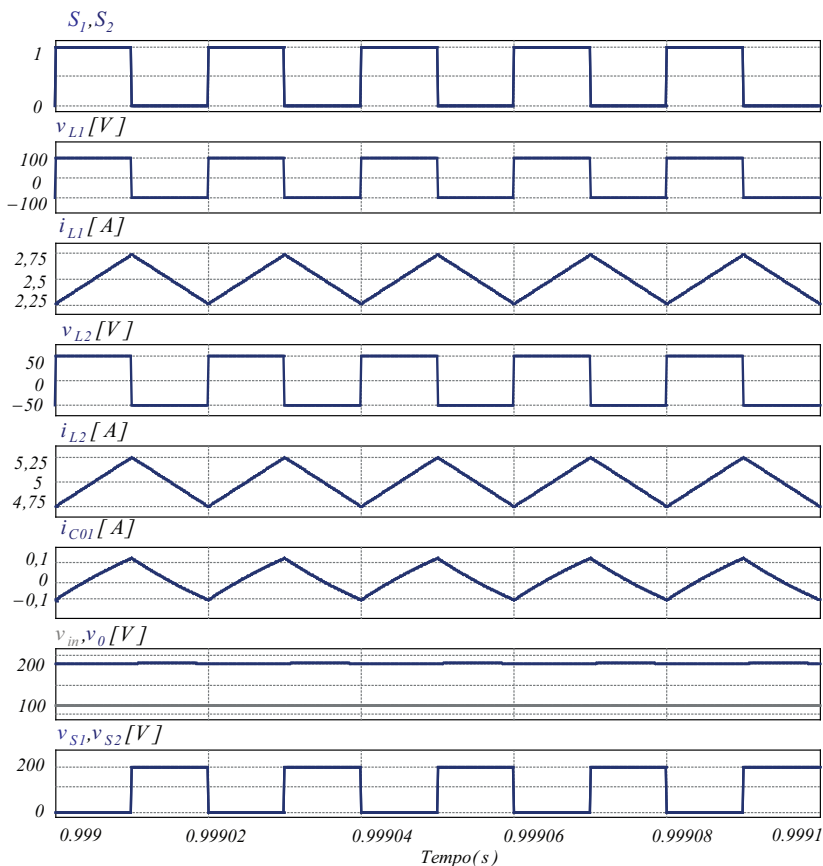


Figura 5.29 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Zeta Quadrático em condução contínua.

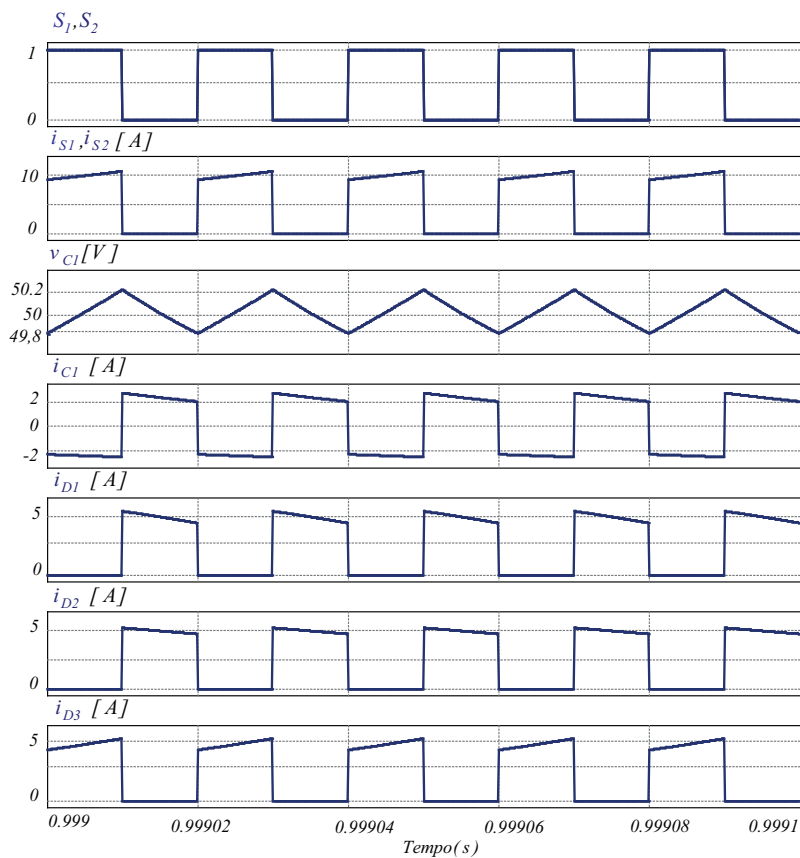


Figura 5.30 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Zeta Quadrático em condução contínua.

Característica Externa

Escrevendo as Equações dos ganhos estáticos em condução contínua (5.33), tem-se:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)^2} \quad (5.34)$$

Fazendo $a = V_0/V_{in}$ na Equação 5.34, obtém-se a Equação 5.35. Considerando a análise do ganho estático em condução descontínua para o Conversor Zeta Convencional, tem-se: $\gamma = 2.I_0.L.f_s/V_{in}$, onde utilizando de forma análoga para o conversor proposto, obtém-se a Equação 5.36.

$$a = \frac{D}{(1-D)^2} \quad (5.35)$$

$$a = \frac{D^2}{\gamma} \quad (5.36)$$

Substituindo a Equação 5.35 na Equação 5.36, igualando a nessas duas equações e desenvolvendo, obtém-se a Equação 5.37 que representa o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua. Isso significa que uma vez determinado " a ", encontra-se o máximo valor de γ para o qual a condução é contínua.

$$\gamma = \frac{[(2.a + 1) - \sqrt{4.a + 1}]^2}{4.a^3} \quad (5.37)$$

Com as Equações 5.34, 5.36 e 5.37, é possível traçar as curvas que representam a característica externa do Conversor Duplo Zeta Quadrático, conforme apresentado na Figura 5.31. Essa figura mostra a região para o modo de condução descontínua nas duas situações analisadas neste trabalho, a curva limite representa o modo de condução crítica e a região para o modo de condução contínua também está mostrada. Observa-se que, quando a condução é descontínua o ganho estático se altera conforme a variação da carga. Para a grande maioria das aplicações práticas esta é uma forma indesejável de funcionamento, e deve ser evitada, sobretudo porque causa estresses de corrente nos semicondutores. Por essa razão é muito importante operar sempre que possível em condução contínua, onde os valores de ganho estático são constantes para uma dada razão cíclica.

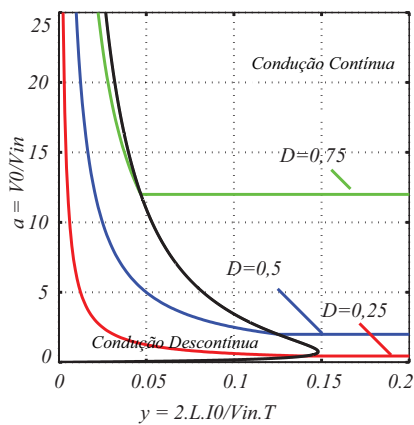


Figura 5.31 – Característica de carga do Conversor Duplo Zeta Quadrático Proposto.

5.7 Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto

Sabendo que o Conversor CC-CC Cúk básico não isolado [11], também chamado de Conversor à acumulação Capacitiva é o dual do Conversor à acumulação indutiva, ou seja o Conversor Buck-Boost, pode-se então chamá-lo de Conversor Boost-Buck. Dessa forma, o Conversor Cúk está ilustrado na Figura 5.32 (a). Em aplicações que necessitam ampla faixa de Conversão estática o Conversor Cúk com elevado ganho estático pode ser utilizado, como ilustrado na Figura 5.32 (b). Esse Conversor é formado pela substituição da parcela Boost, que compõe o Conversor Boost-Buck pelo Conversor Boost Quadrático única chave, apresentado anteriormente na Figura 5.13 (c), através da adição da célula de comutação básica desenvolvida.

A Figura 5.33 apresenta dois Conversores Cúk Quadráticos rebatidos formando o Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto. Em aplicações em alta tensão, esses Conversores tornam-se interessantes, por possuírem tensão reduzida nos interruptores e elevado ganho estático.

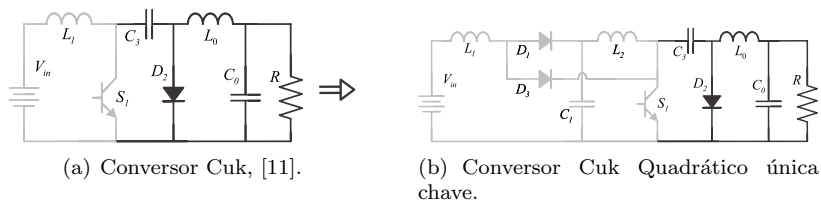


Figura 5.32 – Origem do Conversor Cúk Quadrático única chave responsável por gerar o Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto.

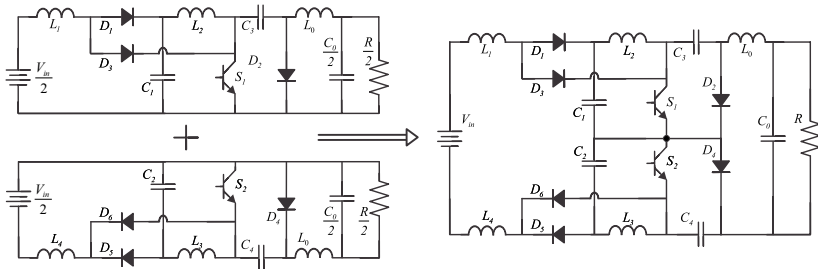


Figura 5.33 – Origem do Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto.

Para consolidar o estudo, algumas estruturas existentes na literatura são comparadas ao Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto. Na Tabela 11 está apresentada a comparação segundo o ganho estático e os esforços nos interruptores.

Através de simulação no *software* PSIM, foram obtidos os resultados dos esforços nos semicondutores para as topologias dos conversores comparados. É interessante ressaltar que os dados de entrada utilizados nas simulações foram os mesmos para os diversos conversores. Para a análise comparativa dessas estruturas, a Figura 5.34 apresenta as estruturas seguindo a ordem apresentada na Tabela 11, respectivamente. A razão cíclica utilizada foi igual a $D = 0,5$ e a modulação utilizada foi a PWM convencional com comando único dos interruptores. Conforme apresentado na Tabela 11, as tensões nos capacitores intermediários V_{C1} , V_{C2} , V_{C3} e V_{C4} , são dadas pela tensão de entrada menos a tensão de saída. Nos casos dos conversores que possuem dois interruptores para a mesma tensão de entrada e de saída, a tensão nos capacitores intermediários e consequentemente nos interruptores é reduzida a metade.

Tabela 11 – Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.

	Ganho Estático	Tensões nos Interruptores	Correntes nos Interruptores
a) Conversor Cúk, [11]	$\frac{D}{1-D}$	$S_1 = V_{C3}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$
b) Conversor Cúk Quadrático	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{C3}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med} + I_{L0med})/2$
c) Conversor Cúk multinível, [14]	$\frac{D}{1-D}$	$S_1 = V_{C1}$ $S_2 = V_{C2}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$
d) Conversor Duplo Cúk Proposto	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{C3}$ $S_2 = V_{C4}$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L2med} + I_{L0med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L2med} + I_{L0med})/2$

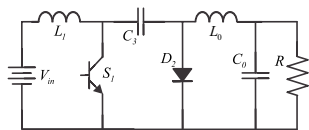
$V_{C1}, V_{C2}, V_{C3}, V_{C4}$ - Tensão nos capacitores intermediários.

Para o levantamento da curva de ganho estático do conversor proposto é necessário a análise das suas etapas de operação e suas respectivas formas de onda em condução contínua:

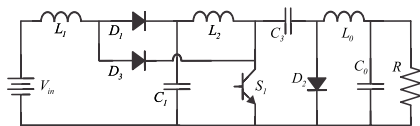
Analisando a topologia mostrada na Figura 5.35, verifica-se que

este conversor possui duas etapas de funcionamento, como ilustrado nas formas de onda dos principais componentes do conversor mostradas nas Figuras 5.36 e 5.37 e descritos a seguir.

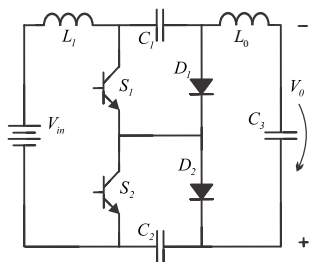
1ª Etapa de Funcionamento $[D.T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão fechados e os diodos D_3 e D_6 entram em condução. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 são polarizados inversamente, e os indutores L_1 , L_2 e L_{01} estão sendo carregados. A corrente i_{S1} é igual a soma



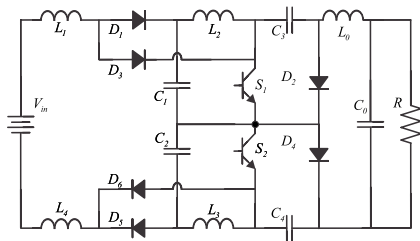
(a) Conversor CC-CC Cúk básico não isolado, [11].



(b) Conversor Cúk Quadrático única chave.

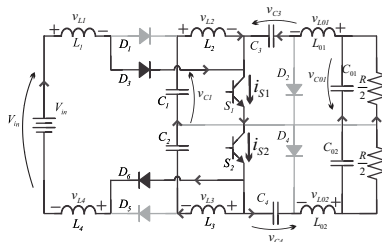


(c) Conversor Cúk Multinível, [14].

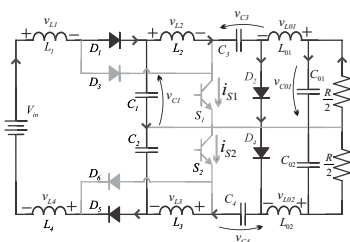


(d) Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto.

Figura 5.34 – Circuito do Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto com alguns conversores existentes na literatura.



(a) 1ª Etapa



(b) 2ª Etapa

Figura 5.35 – Etapas de Operação do Conversor Cúk.

de i_{L1} com i_{L2} e i_{L01} , e as correntes i_{D1} e i_{D2} são nulas.

2ª Etapa de Funcionamento $[(1 - D) \cdot T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão abertos e os diodos D_3 e D_6 são polarizados inversamente. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 entram em condução, conduzindo a energia armazenada nos indutores L_1 , L_2 e L_{01} para os capacitores intermediários e para a saída. Nesta etapa, as correntes i_{S1} , i_{S2} , i_{D3} e i_{D6} são nulas, e as correntes dos diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 assumem os valores das correntes dos indutores, $i_{D1} = i_{L1}$, $i_{D2} = i_{L2} + i_{L01}$, $i_{D4} = i_{L4} + i_{L02}$, $i_{D5} = i_{L3}$, respectivamente.

Analizando as etapas de operação, mostradas na Figura 5.35, pode-se desenvolver o modelo da característica ideal de transferência estática do Conversor Duplo Cúk Quadrático. Para facilitar a análise considera-se o conversor dividido em dois circuitos, onde V_{in} e V_{C1} correspondem as fontes de tensão de entrada do 1º e 2º circuito, respectivamente e cada indutor L_1 , L_2 e L_{01} pertencem as cargas com característica de fonte de corrente do 1º e 2º circuito respectivamente, conforme apresentado a seguir:

1º - Circuito de entrada: Para a análise da primeira parte do conversor considera-se apenas a metade da tensão de entrada, ou seja $V_{in}/2$, e o indutor L_1 uma fonte de corrente de carga. Assim, a energia aplicada pela fonte E_{Vin} , na 1ª etapa de operação é dada por:

$$E_{Vin} = V_{in}/2 \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_1 \quad (5.38)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário E_{VC1} , na 2ª etapa de operação é dada por:

$$E_{VC1} = (V_{in}/2 - V_{C1}) \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_2 \quad (5.39)$$

Considerando o Conversor com componentes ideais em um período de operação toda energia aplicada pela fonte E_{in} é recebido pelo capacitor intermediário E_{C1} . Todavia, com as Equações 5.38 e 5.39, obtém-se a Equação 5.40, referente a 1ª parte da Equação do ganho estático do conversor:

$$\frac{V_{C1}}{V_{in}/2} = \frac{1}{1 - D} \quad (5.40)$$

2º - Circuito de saída: A mesma análise é desenvolvida para a segunda parte do conversor, considerando agora a tensão no capacitor

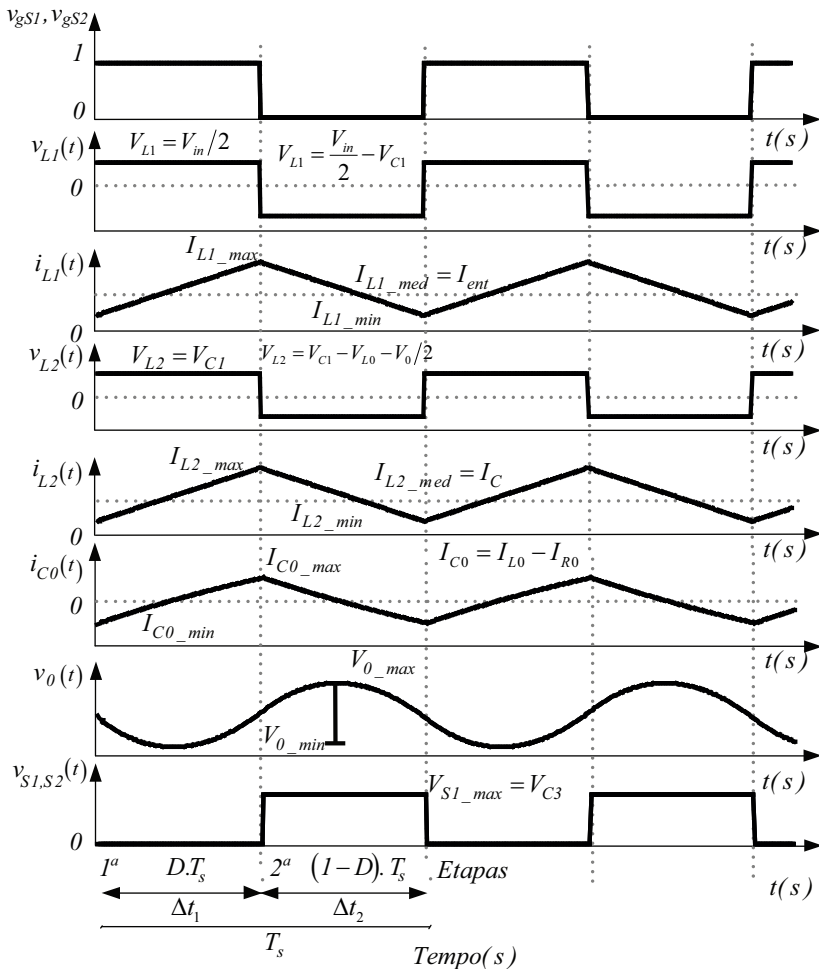


Figura 5.36 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Cúk Quadrático operando no modo de condução contínua.

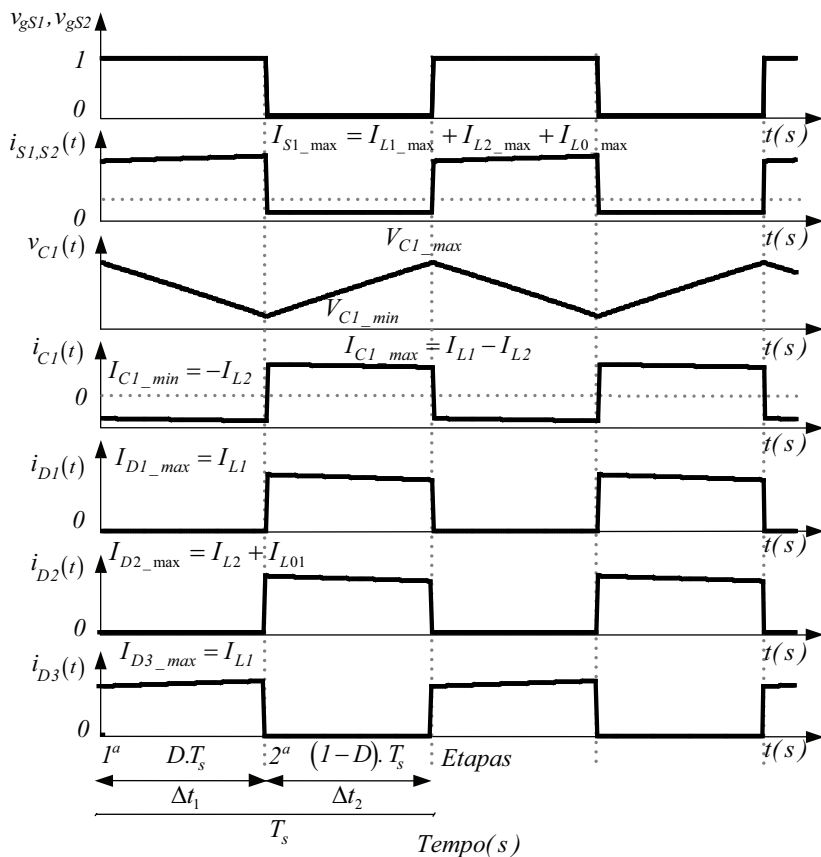


Figura 5.37 – Formas de onda do Conversor Duplo Cúk Quadrático operando no modo de condução contínua.

intermediário V_{C1} a fonte de tensão de entrada e a corrente no indutor L_2 uma fonte de corrente de carga.

Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC1} , na 1ª etapa de operação é dado por:

$$E_{VC1} = V_{C1} \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_1 \quad (5.41)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário 2 superior suposto E_{VC2} , na 2ª etapa de operação é dado por:

$$E_{VC2} = (V_{C1} - V_{C2}) \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_2 \quad (5.42)$$

Novamente, considerando agora o segundo circuito do conversor, em um sistema ideal, para um período de operação, toda a energia cedida pelo capacitor intermediário 1 E_{C1} é recebida pelo capacitor intermediário 2 E_{C2} . Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC2} , em um período de operação é dado por:

$$E_{VC2} = (V_{C01} - V_{C2}) \cdot I_{L01} \cdot \Delta t_1 \quad (5.43)$$

A energia recebida pelo capacitor de saída, E_{VC01} , em um período de operação é dado por:

$$E_{VC01} = -V_{C01} \cdot I_{L01} \cdot \Delta t_2 \quad (5.44)$$

Com as equações da 1ª e 2ª etapas de operação para o circuito de saída do conversor e utilizando o Teorema do balanço volt segundo para o indutor L_{01} , onde $V_{L01med} = 0$, obtém-se:

$$(V_{C01} - V_{C2}) \cdot D + V_{C01} \cdot (1 - D) = 0 \quad (5.45)$$

Substituindo a Equação 5.40 na Equação 5.45, obtém-se a equação que descreve o ganho estático ideal total do Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto em função da tensão de saída V_0 pela tensão de entrada V_{in} :

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{(1 - D)^2} \quad (5.46)$$

A Figura 5.38 apresenta a curva de ganho estático ideal total em função da razão cíclica. Por efeito de comparação o ganho estático do conversor Cúk convencional também está apresentado.

Conforme esperado, o Conversor Duplo Cúk Quadrático possui um alto ganho estático quando comparado ao Conversor Cúk conven-

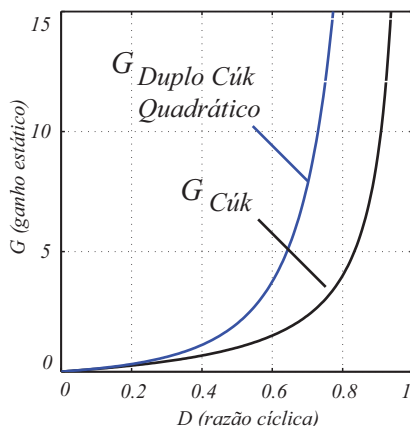


Figura 5.38 – Ganho estático do Conversor Cúk Convencional e Proposto.

cional, conforme mostrado na Figura 5.38.

5.7.1 Resultados de Simulação

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação do Conversor Duplo Cúk Quadrático para o modo de condução contínua (MCC). O software utilizado na simulação foi o PSIM. As especificações do conversor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 12. Sendo que apenas os resultados de simulação do conversor são apresentados, os valores obtidos das capacitâncias intermediárias C_1 , C_2 e de saída C_{01} , C_{02} são valores teóricos, calculados por meio do projeto dos componentes.

Os resultados de simulação dos parâmetros analisados do conversor em condução contínua, estão apresentados nas Figuras 5.39 e 5.40.

Conforme ilustrado nas Figuras 5.39 e 5.40, os interruptores S_1 e S_2 possuem comando único. As tensões nos indutores são determinadas através das equações de energia instantânea em um período de operação do conversor, conforme mostrado nas Equações 5.38, 5.39, 5.41, 5.42, 5.43 e 5.44. Já as correntes nos indutores L_1 e L_2 são proporcionais, como esperado.

Observa-se que para $D = 0,5$ a tensão de saída V_0 possui valor

Tabela 12 – Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Cúk Quadrático.

Potência de saída	$P_0 = 500W$
Tensão CC na entrada	$V_{in} = 100V$
Tensão CC na saída	$V_0 = 200V$
Indutâncias de entrada	$L_1, L_4 = 1mH$
Indutâncias intermediárias	$L_2, L_3 = 4mH$
Indutâncias de saída	$L_{01}, L_{02} = 4mH$
Capacitores intermediários	$C_1, C_2 = 25\mu F$
Capacitores intermediários	$C_3, C_4 = 12,5\mu F$
Capacitores de saída	$C_{01}, C_{02} = 0,625\mu F$
Resistência de carga	$R = 80\Omega$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50kHz$
Razão cíclica	$D = 0,5$

duas vezes maior que a tensão de entrada V_{in} , o que caracteriza o ganho elevado, segundo a Equação 5.46.

Verifica-se que a tensão máxima nos interruptores S_1 e S_2 é igual a tensão nos capacitores intermediários de saída C_3 e C_4 , o que demonstra os baixos esforços de tensão nos interruptores.

Quanto as correntes nos indutores, observa-se que para $D = 0,5$, a ondulação da corrente no indutor de saída é a metade da ondulação da corrente no indutor de entrada. O projeto para a ondulação de corrente foi estabelecido em 10% do valor de corrente nominal.

Pode-se observar também que as correntes nos diodos D_1 e D_3 são dadas pela corrente no indutores L_1 na 1ª e 2ª etapas de operação, respectivamente. A corrente no diodo D_2 é dada pela soma das correntes nos indutores L_2 e L_{01} na 2ª etapa de operação e a corrente no interruptor S_1 é dada pela soma das correntes nos indutores L_1 , L_2 e L_{01} na 1ª etapa de operação.

Temos ainda que, a tensão intermediária no capacitor C_1 é proporcional a tensão de entrada e dada pela Equação 5.40. Finalmente, seguindo a equação de balanço de carga nos capacitores, as correntes I_{C1} e I_{C01} possuem valor médio nulo.

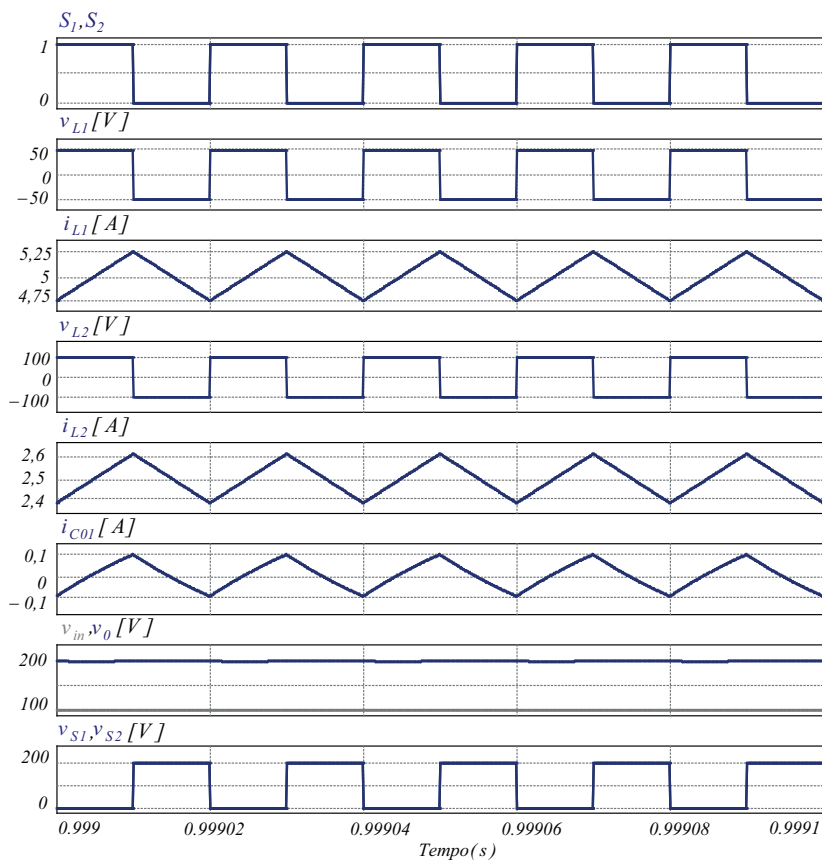


Figura 5.39 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Cúk Quadrático em condução contínua.

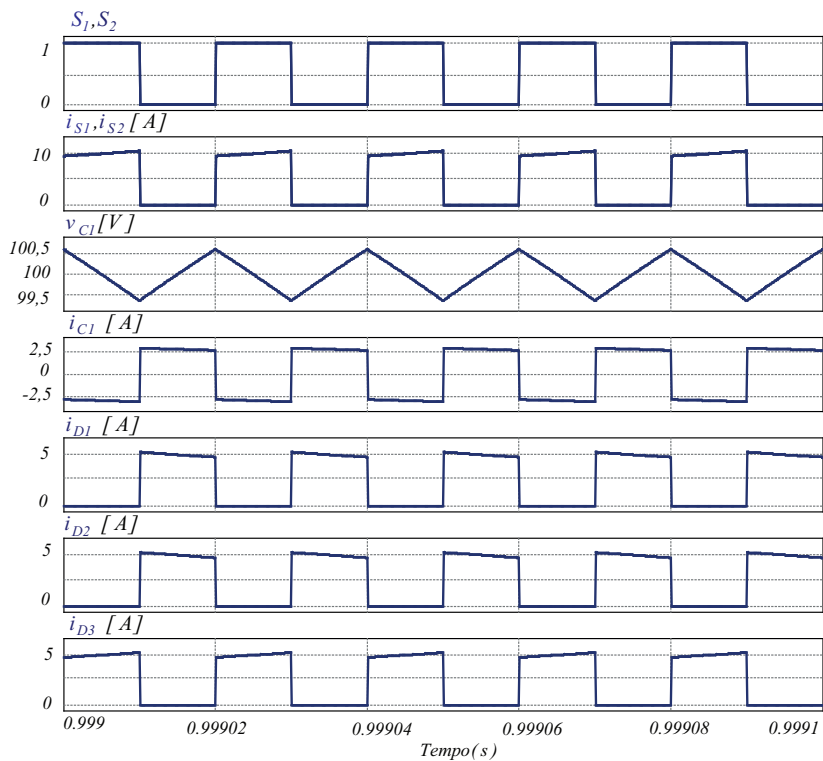


Figura 5.40 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Cúk Quadrático em condução contínua.

Característica Externa

Reescrevendo a equação do ganho estático em condução contínua (Equação 5.38), desenvolvida para um formato mais adequado nessa situação, tem-se:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)^2} \quad (5.47)$$

Fazendo $a = V_0/V_{in}$, onde: $b = 1/a$ na Equação 5.47, obtém-se a Equação 5.48.

Considerando a análise do ganho estático em condução descontínua para o Conversor Cúk Convencional, tem-se: $\gamma = R0'' = \sqrt{\frac{T_s}{2 \cdot R_0 \cdot C}}$, onde utilizando de forma análoga para o conversor proposto, obtém-se a Equação 5.49.

$$b = D \cdot \gamma^2 \quad (5.48)$$

$$D = \frac{b}{b+1} \quad (5.49)$$

Com as Equações 5.47 e 5.48, é possível traçar as curvas que representam a característica externa do Conversor Duplo Cúk Quadrático, conforme apresentado na Figura 5.41. Essa figura mostra a região para o modo de condução descontínua nas duas situações analisadas neste trabalho e a região para o modo de condução contínua também está mostrada. Observa-se que, quando a condução é descontínua o ganho estático se altera conforme a variação da carga. Para a grande maioria das aplicações práticas esta é uma forma indesejável de funcionamento, e deve ser evitada, sobretudo porque causa estresses de corrente nos semicondutores. Por essa razão é muito importante operar sempre que possível em condução contínua, onde os valores de ganho estático são constantes para uma dada razão cíclica.

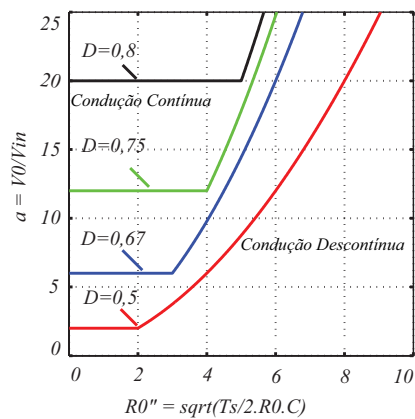


Figura 5.41 – Característica de carga do Conversor Duplo Cúk Quadrático Proposto.

5.8 Conversor Duplo Sepic Quadrático

Considerando que o Conversor CC-CC Sepic básico não isolado, [11], formado por uma parcela correspondente ao Conversor Boost e outra parcela correspondente ao Conversor Buck-Boost, como ilustrado na Figura 5.42 (a), o Conversor Sepic com elevado ganho estático é formado substituindo a parcela Boost, pelo Conversor Boost Quadrático única chave apresentado anteriormente na Figura 5.13 (c), através da adição da célula de comutação básica desenvolvida. O Conversor Sepic Quadrático única chave é então ilustrado na Figura 5.42 (b). A Figura 5.43 apresenta dois Conversores Sepic Quadráticos rebatidos formando o Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto. Em aplicações em alta tensão, esses Conversores tornam-se interessantes, por possuírem tensão nos interruptores reduzida e elevado ganho estático.

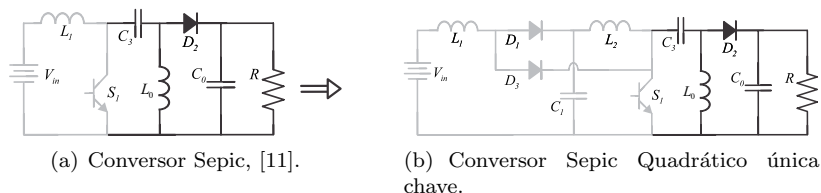


Figura 5.42 – Origem do Conversor Sepic Quadrático única chave que deriva o Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.

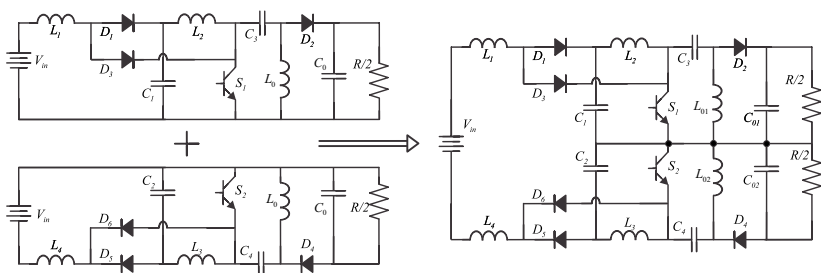


Figura 5.43 – Origem do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.

Procurando consolidar o estudo, algumas estruturas existentes na literatura são comparadas ao Conversor Duplo Sepic Quadrático. Na Tabela 13 está apresentada a comparação segundo o ganho estático e os esforços nos interruptores. É interessante ressaltar que os dados de

entrada utilizados nas simulações, no *software* PSIM foram os mesmos para os diversos conversores.

Para a análise comparativa dessas estruturas, a Figura 5.44, apresenta as estruturas, seguindo a ordem apresentada na Tabela 13, respectivamente. A razão cíclica utilizada foi igual a $D = 0,5$ e a modulação utilizada foi a PWM convencional com comando único dos interruptores.

Tabela 13 – Comparação do conversor proposto com os conversores existentes na literatura.

	Ganho Estático	Tensões nos Interruptores	Correntes nos Interruptores
a) Conversor Sepic, [11]	$\frac{D}{1-D}$	$S_1 = V_{in} + V_0$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$
b) Conversor Sepic Quadrático	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{C3} + V_{C0}$	$S_1 = (I_{L1}^{med} + I_{L2}^{med} + I_{L0}^{med})/2$
c) Conversor Sepic multinível, [14]	$\frac{D}{1-D}$	$S_1 = (V_{in} + V_0)/2$ $S_2 = (V_{in} + V_0)/2$	$S_1 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$ $S_2 = (I_{L1med} + I_{L0med})/2$
d) Conversor Duplo Sepic Proposto	$\frac{D}{(1-D)^2}$	$S_1 = V_{C3} + V_{C01}$ $S_2 = V_{C4} + V_{C02}$	$S_1 = (I_{L1}^{med} + I_{L2}^{med} + I_{L0}^{med})/2$ $S_2 = (I_{L1}^{med} + I_{L2}^{med} + I_{L0}^{med})/2$

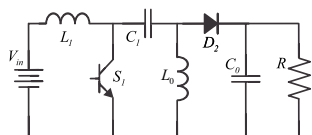
V_{in} - Tensão de entrada; $V_{C1}, V_{C2}, V_{C3}, V_{C4}$ - Tensão nos capacitores intermediários igual a V_0 ou $V_0/2$ nos casos onde há dois interruptores; V_0 - Tensão de saída.

Para o levantamento da curva de ganho estático do conversor proposto é necessário a análise das suas etapas de operação e suas respectivas formas de onda em condução contínua:

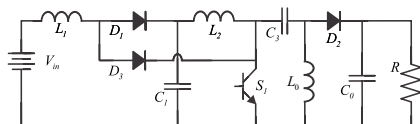
Analisando a topologia mostrada na Figura 5.45, verifica-se que este conversor possui duas etapas de funcionamento, como ilustrado nas formas de onda dos principais componentes do conversor mostradas nas Figuras 5.46 e 5.47 e descritos a seguir.

1ª Etapa de Funcionamento $[D.T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão fechados e os diodos D_3 e D_6 entram em condução. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 são polarizados inversamente, e os indutores L_1 , L_2 e L_5 estão sendo carregados. A corrente i_{S1} é igual a soma de I_{L1} com I_{L2} e I_{L5} , e as correntes i_{D1} e i_{D2} são nulas.

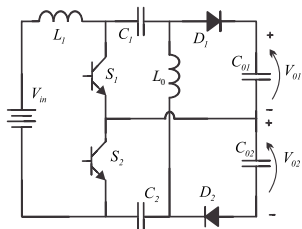
2ª Etapa de Funcionamento $[(1-D).T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão abertos e os diodos D_3 e D_6 são polarizados inversamente. Os diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 entram em condução,



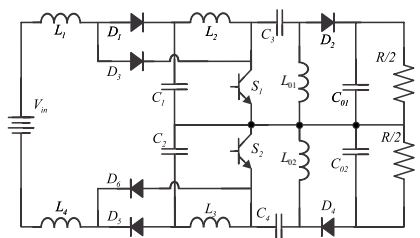
(a) Conversor CC-CC Sepic básico não isolado, [11].



(b) Conversor Sepic Quadrático única chave.

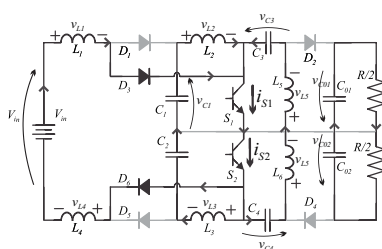


(c) Conversor Sepic Multinível, [14].

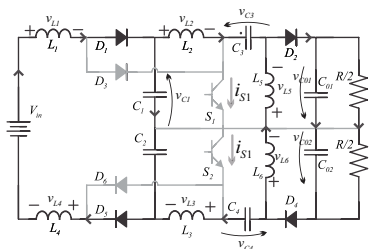


(d) Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.

Figura 5.44 – Circuito do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto com alguns conversores existentes na literatura.



(a) 1ª Etapa



(b) 2ª Etapa

Figura 5.45 – Etapas de operação do Conversor Sepic.

conduzindo a energia armazenada nos indutores L_1 , L_2 e L_5 para os capacitores intermediários e para a saída. Nesta etapa, as correntes i_{S1} , i_{S2} , i_{D3} e i_{D6} são nulas, e as correntes dos diodos D_1 , D_2 , D_4 e D_5 assumem os valores das correntes dos indutores, $i_{D1} = i_{L1}$, $i_{D2} = i_{L2} + i_{L5}$, $i_{D4} = i_{L3} + i_{L6}$, $i_{D5} = i_{L4}$, respectivamente.

Analisando as etapas de operação, mostradas na Figura 5.45, pode-se desenvolver o modelo da característica ideal de transferência estática do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto. Para facilitar a análise considera-se o conversor dividido em dois circuitos, onde V_{in} e V_{C1} correspondem as fontes de tensão de entrada do 1º e 2º circuito, respectivamente e cada indutor L_1 , L_2 e L_5 pertencem as cargas com característica de fonte de corrente do 1º e 2º circuito respectivamente, conforme apresentado a seguir:

1º - Circuito de entrada: Para a análise da primeira parte do conversor considera-se apenas a metade da tensão de entrada, ou seja $V_{in}/2$, e o indutor L_1 uma fonte de corrente de carga. Assim, a energia aplicada pela fonte E_{Vin} , na 1ª etapa de operação é dada por:

$$E_{Vin} = V_{in}/2 \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_1 \quad (5.50)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário E_{VC1} , na 1ª etapa de operação é dada por:

$$E_{VC1} = (V_{in}/2 - V_{C1}) \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_2 \quad (5.51)$$

Considerando o Conversor um sistema ideal em um período de operação toda energia aplicada pela fonte E_{in} é recebido pelo capacitor intermediário E_{C1} . Todavia, com as Equações 5.50 e 5.51, obtém-se a Equação 5.52, referente a 1ª parte da Equação do ganho estático do conversor:

$$\frac{V_{C1}}{V_{in}/2} = \frac{1}{1 - D} \quad (5.52)$$

2º - Circuito de saída: A mesma análise é desenvolvida para a segunda parte do conversor, considerando agora o capacitor intermediário C_1 como fonte de tensão de entrada e a corrente no indutor L_2 uma fonte de corrente de carga.

Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC1} , na 1ª etapa de operação é dado por:

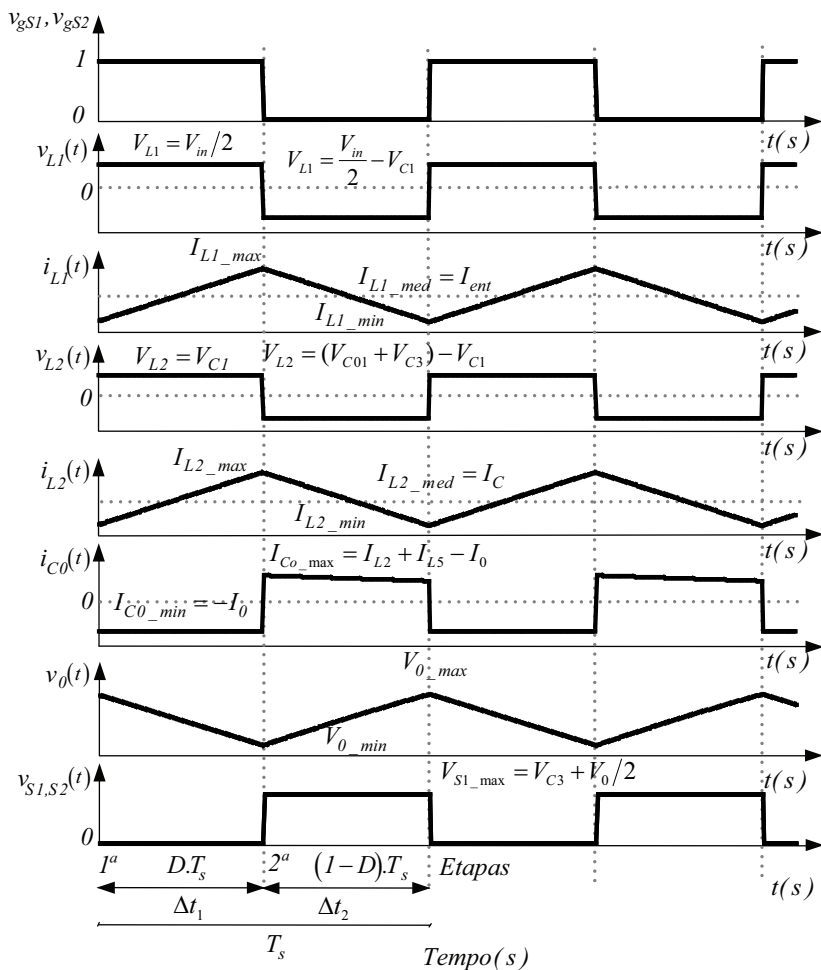


Figura 5.46 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto operando no modo de condução contínua.

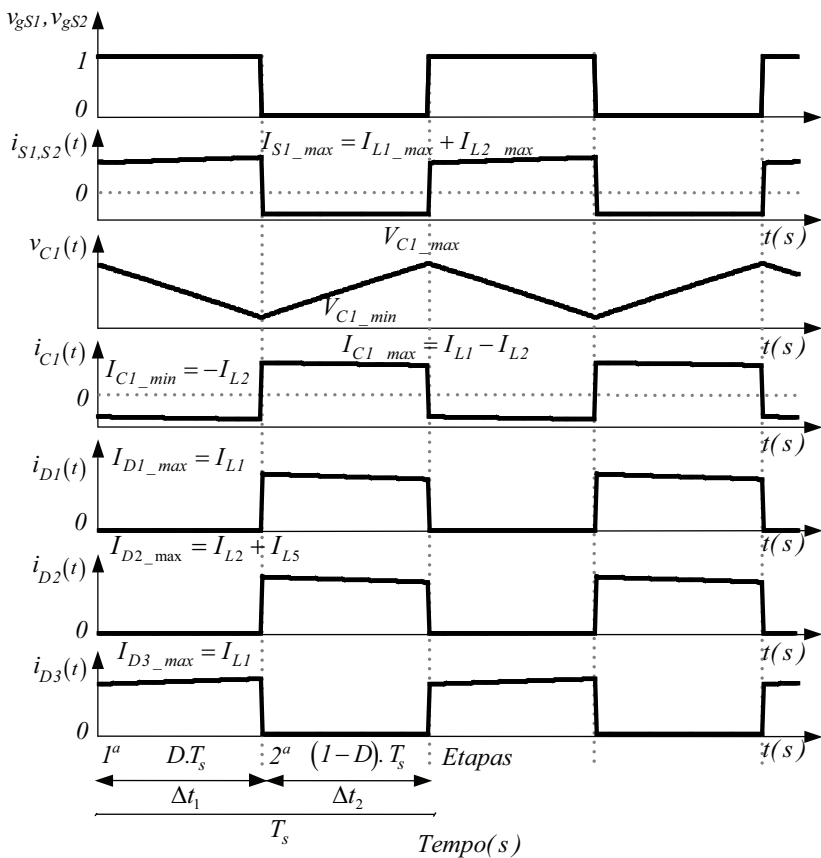


Figura 5.47 – Formas de onda do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto operando no modo de condução contínua.

$$E_{VC1} = V_{C1} \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_1 \quad (5.53)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário 2 superior suposto E_{VC3} , na 2ª etapa de operação é dado por:

$$E_{VC3} = [V_{C1} - (V_{C3} + V_{C01})] \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_2 \quad (5.54)$$

onde: $V_{C3} = V_{C1}$

Com as equações da 1ª e 2ª etapas de operação para o circuito de saída do conversor e utilizando o Teorema do balanço volt segundo para o indutor L_2 , onde $V_{L2med} = 0$, obtém-se:

$$(V_{C1} \cdot D + V_{C01} \cdot (1 - D)) = 0 \quad (5.55)$$

$$\frac{V_{C01}}{V_{C1}} = \frac{D}{1 - D} \quad (5.56)$$

Substituindo a Equação 5.52 na Equação 5.56, obtém-se a equação que descreve o ganho estático ideal total do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto em função da tensão de saída V_0 pela tensão de entrada V_{in} :

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{(1 - D)^2} \quad (5.57)$$

A Figura 5.48 apresenta a curva de ganho estático ideal total em função da razão cíclica. Para efeito de comparação o ganho estático do conversor Sepic convencional também está apresentado.

Conforme esperado, o Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto possui um alto ganho estático quando comparado ao Conversor Sepic convencional, conforme mostrado na Figura 5.48.

5.8.1 Resultados de Simulação

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação do Conversor Duplo Sepic Quadrático para o modo de condução contínua (MCC). O *software* utilizado na simulação foi o PSIM. As especificações do conversor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 14. Considerando que apenas os resultados de simulação do conversor são apresentados, os valores obtidos das capacitâncias intermediárias

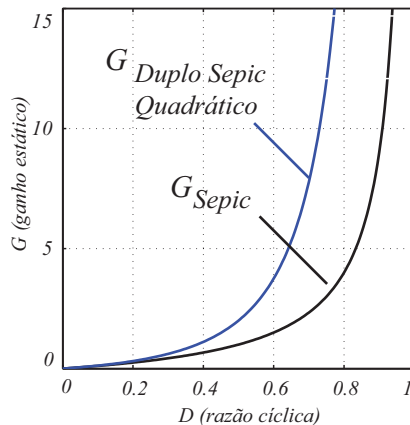


Figura 5.48 – Ganho estático do Conversor Sepic Convencional e Proposto.

C_1 , C_2 e de saída C_{01} , C_{02} são valores teóricos, e são calculados por meio do projeto dos componentes.

Os resultados de simulação dos parâmetros analisados do conversor em condução contínua, estão apresentados nas Figuras 5.49 e 5.50.

Conforme ilustrado nas Figuras 5.49 e 5.50, os interruptores S_1 e S_2 possuem comando único. As tensões nos indutores são determinadas através das equações de energia instantânea em um período de operação do conversor, conforme mostrado nas Equações 5.50, 5.51, 5.53 e 5.54. Já as correntes nos indutores L_1 e L_2 são proporcionais, como esperado.

Observa-se que para $D = 0,5$ a tensão de saída V_0 possui valor duas vezes maior que a tensão de entrada V_{in} , o que caracteriza o ganho elevado, segundo a Equação 5.57.

Verifica-se que a tensão máxima nos interruptores é soma da metade da tensão total de saída com a tensão no capacitor C_3 , sendo que é a metade da tensão no interruptor de um Conversor Sepic Quadrático sem refletir a topologia, o que demonstra baixos esforços de tensão nos interruptores.

Quanto as correntes nos indutores, observa-se que para $D = 0,5$, a ondulação da corrente no indutor de saída é a metade da ondulação da corrente no indutor de entrada. O projeto para a ondulação de corrente foi estabelecido em 10% do valor de corrente nominal.

Pode-se observar também que as correntes nos diodos D_1 e D_3

Tabela 14 – Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Sepic Quadrático.

Potência de saída	$P_0 = 500W$
Tensão CC na entrada	$V_{in} = 100V$
Tensão CC na saída	$V_0 = 200V$
Indutâncias de entrada	$L_1, L_4 = 1mH$
Indutâncias intermediárias	$L_2, L_3 = 4mH$
Indutâncias de saída	$L_5, L_6 = 4mH$
Capacitores intermediários	$C_1, C_2 = 25\mu F$
Capacitores intermediários	$C_3, C_4 = 25\mu F$
Capacitores de saída	$C_{01}, C_{02} = 25\mu F$
Resistência de carga	$R = 80\Omega$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50kHz$
Razão cíclica	$D = 0,5$

são dadas pela corrente no indutor L_1 na 2ª e 1ª etapas de operação, respectivamente. A corrente no diodo D_2 é dada pela soma das correntes nos indutores L_2 e L_5 na 2ª etapa de operação e a corrente no interruptor S_1 é dada pela soma das correntes nos indutores L_1 e L_2 na 1ª etapa de operação.

Temos ainda que, a tensão intermediária no capacitor C_1 é proporcional a tensão de entrada e dada pela Equação 5.52. Finalmente, seguindo a equação de balanço de carga nos capacitores, as correntes I_{C1} e I_{C01} possuem valor médio nulo.

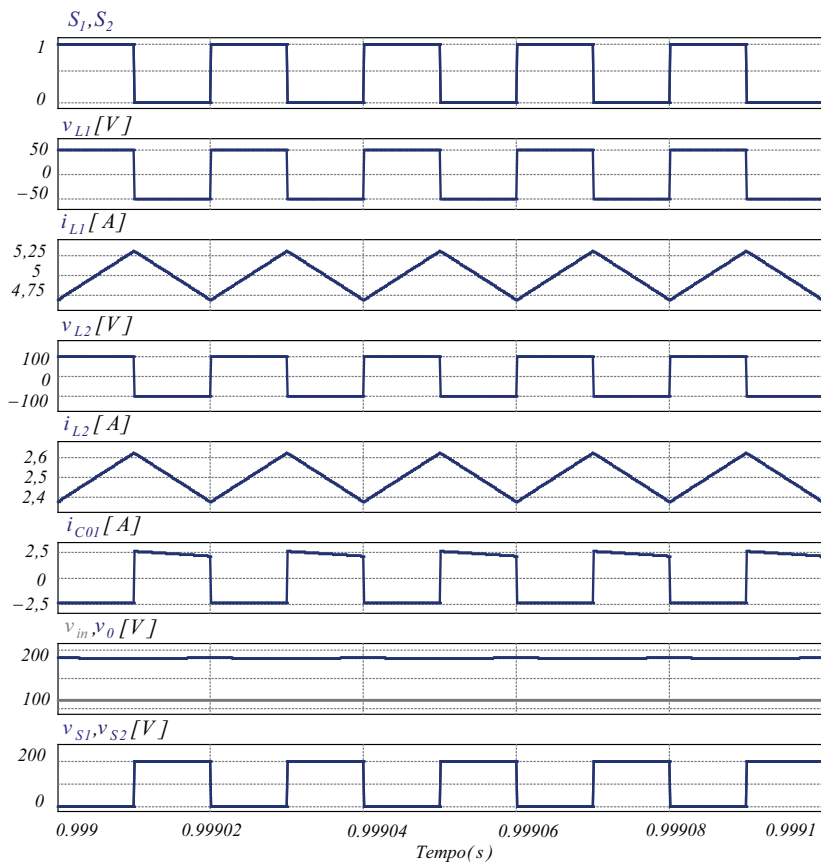


Figura 5.49 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Sepic Quadrático em condução contínua.

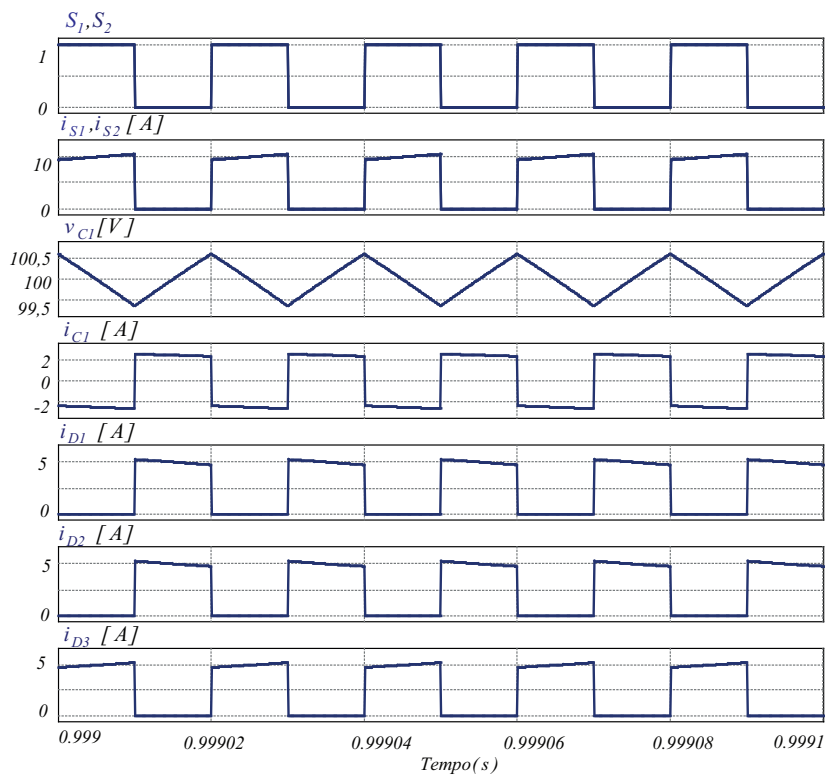


Figura 5.50 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Sepic Quadrático em condução contínua.

Característica Externa

Escrevendo a Equação do ganho estático em condução contínua (Equação 5.58), tem-se:

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)^2} \quad (5.58)$$

Fazendo $a = V_0/V_{in}$ na Equação 5.58, obtém-se a Equação 5.59. Considerando a análise do ganho estático em condução descontínua para o Conversor Sepic Convencional, tem-se: $\gamma = 2.I_0.L.f_s/V_{in}$, onde utilizando de forma análoga para o conversor proposto, obtém-se a Equação 5.60.

$$a = \frac{D}{(1-D)^2} \quad (5.59)$$

$$a = \frac{D^2}{\gamma} \quad (5.60)$$

Substituindo a Equação 5.59 na Equação 5.60, igualando a nessas duas equações e desenvolvendo, obtém-se a Equação 5.61 que representa o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua. Isso significa que uma vez determinado " a ", encontra-se o máximo valor de γ para o qual a condução é contínua.

$$\gamma = \frac{[(2.a + 1) - \sqrt{4.a + 1}]^2}{4.a^3} \quad (5.61)$$

Com as Equações 5.58, 5.60 e 5.61, é possível traçar as curvas que representam a característica externa do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto, conforme apresentado na Figura 5.51. Essa figura mostra a região para o modo de condução descontínua nas duas situações analisadas neste trabalho, a curva limite representa o modo de condução crítica e a região para o modo de condução contínua também está mostrada. Observa-se que, quando a condução é descontínua o ganho estático se altera conforme a variação da carga. Para a grande maioria das aplicações práticas esta é uma forma indesejável de funcionamento, e deve ser evitada, sobretudo porque causa estresses de corrente nos semicondutores. Por essa razão é muito importante operar sempre que possível em condução contínua, onde os valores de ganho estático são constantes para uma dada razão cíclica.

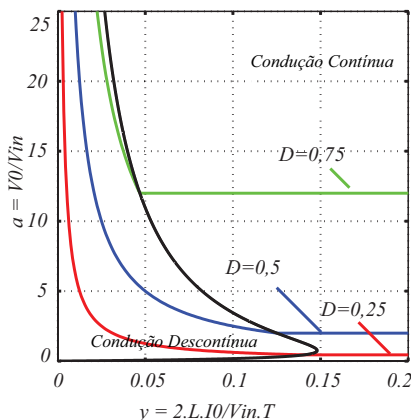


Figura 5.51 – Característica de carga do Conversor Duplo Sepic Quadrático Proposto.

5.9 Conclusão

Nesse capítulo foi apresentada uma nova família de Conversores CC-CC com elevado ganho estático, gerados a partir de uma única célula básica de comutação, e com reduzidos esforços de tensão em seus semi-condutores, formando os Conversores CC-CC Duplos Quadráticos. Os resultados de simulação de tensão e corrente nos componentes foram apresentados no MCC para ilustrar essas características.

As estruturas apresentadas nesse trabalho possuem inúmeras aplicações, destacando-se no condicionamento da energia solar fotovoltaica. Entretanto, da mesma forma que os conversores convencionais Buck e Boost, seus respectivos conversores propostos no trabalho possuem uma limitação angular dependente da carga, não varrendo todo quadrante ($i \times v$) de operação de um módulo fotovoltaico. Todavia, os conversores Buck-Boost, Cúk, Zeta e Sepic propostos neste trabalho comportam-se como seus similares convencionais, varrendo todo o quadrante ($i \times v$) de operação de um módulo fotovoltaico, o que possibilita a operação no ponto de máxima potência, independente da localização deste ponto no quadrante.

No próximo capítulo, o Conversor Boost proposto foi escolhido para ser estudado em detalhes.

6 Conversor Duplo Boost Quadrático

6.1 Introdução

Nesse capítulo é apresentado o estudo do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto. Assim como no Conversor Boost Convencional, o Conversor Duplo Boost Quadrático possui sua tensão média na saída maior que a tensão de entrada, e também a tensão no barramento intermediário maior que a tensão de entrada. Nessa estrutura as indutâncias L_1 e L_2 são colocadas em série com a fonte de alimentação V_{in} e com o capacitor intermediário, respectivamente. O conjunto fonte de tensão em série com o indutor L_1 , o capacitor C_1 em série com o indutor L_2 , ambos tem comportamento de fonte de corrente. A carga deve se comportar como fonte de tensão. Uma questão interessante e que simplifica a análise desse conversor é sua topologia simétrica, por essa razão as variáveis (tensão e corrente) dos componentes inferiores apresenta o mesmo comportamento do seus respectivos componentes superiores. O objetivo desse capítulo é desenvolver o estudo detalhado da topologia nos modos de condução contínua, crítica, descontínua para o levantamento da curva de característica externa do conversor.

6.2 Topologia do Conversor

A Figura 6.1 mostra a topologia do conversor Duplo Boost Quadrático Proposto. Nessa topologia a tensão nos interruptores S_1 e S_2 são iguais a metade da tensão total na saída.

A partir do Conversor Boost Quadrático apresentado em [32], foi desenvolvido o Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, [3]. Um problema possível na construção dessa topologia seria a sobretensão em um dos seus interruptores, já que seus interruptores se encontram no mesmo braço do conversor. Pensando nisso, optou-se por inserir um capacitor em paralelo a cada interruptor e por consequência uma carga. Dessa forma, a tensão no interruptor será grampeada pelo capacitor. Além disso, o conversor terá uma saída com ponto médio, possibilitando o controle nos casos de desequilíbrio de carga, o que torna-se uma vantagem dessa topologia. Assim, projetou-se um conversor CC-CC elevador de tensão com entrada única e saída com ponto médio. Por este motivo, este conversor torna-se adequado para aplicações CC-CA, acoplado à inversores três níveis, como por exemplo sendo utilizado na inserção de painéis solares conectados á rede elétrica.

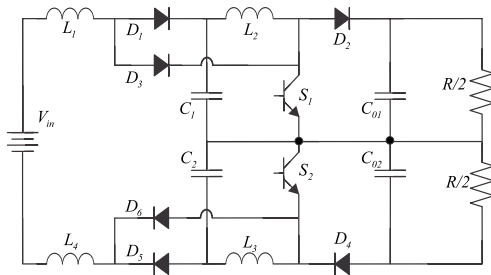


Figura 6.1 – Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.

6.3 Modo de Condução Contínua

Analisando a topologia da Figura 6.2, verifica-se que este conversor possui duas etapas de funcionamento com comando único dos interruptores, descritos a seguir.

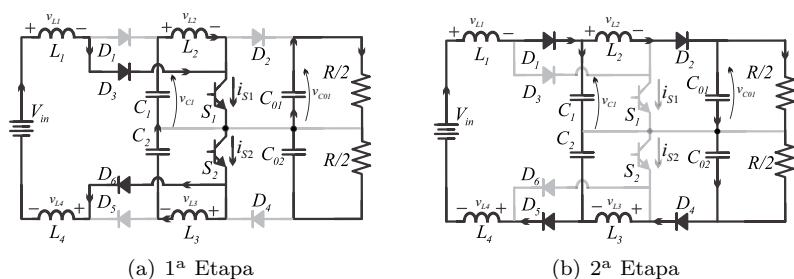


Figura 6.2 – Etapas de Operação do Conversor.

1ª Etapa de Funcionamento $[D.T_s]$: Nesta etapa os interruptores S_1 e S_2 estão fechados. Os diodos D_2 e D_4 estão inversamente polarizados, isolando a saída da fonte de tensão. As correntes nos interruptores i_{S1} e i_{S2} são iguais a soma das correntes i_{L1} e i_{L2} , e as correntes nos diodos i_{D1} e i_{D5} são nulas.

2ª Etapa de Funcionamento $[(1 - D).T_s]$: Nessa etapa os interruptores S_1 e S_2 estão abertos. Os diodos D_2 e D_4 passam a conduzir e as fontes de corrente L_1 e L_2 começam a entregar energia para a saída. Nesse estágio as correntes nos interruptores i_{S1} e i_{S2} são nulas. As correntes nos diodos assumem os valores: $i_{D1} = i_{L1}$, $i_{D2} = i_{L2}$, $i_{D4} = i_{L3}$ e $i_{D5} = i_{L4}$. De acordo com as etapas descritas, a estrutura operando no modo de condução contínua apresenta as formas de onda nas Figuras 6.3 e 6.4, com seus respectivos intervalos de tempo correspondente a cada etapa.

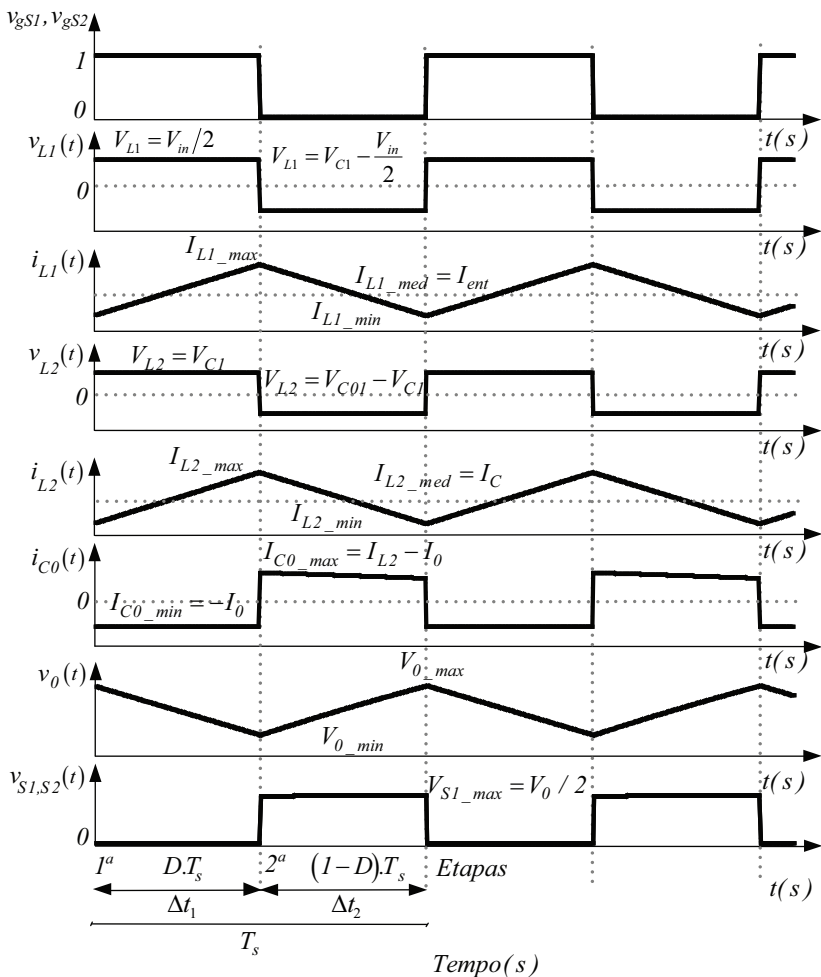


Figura 6.3 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução contínua.

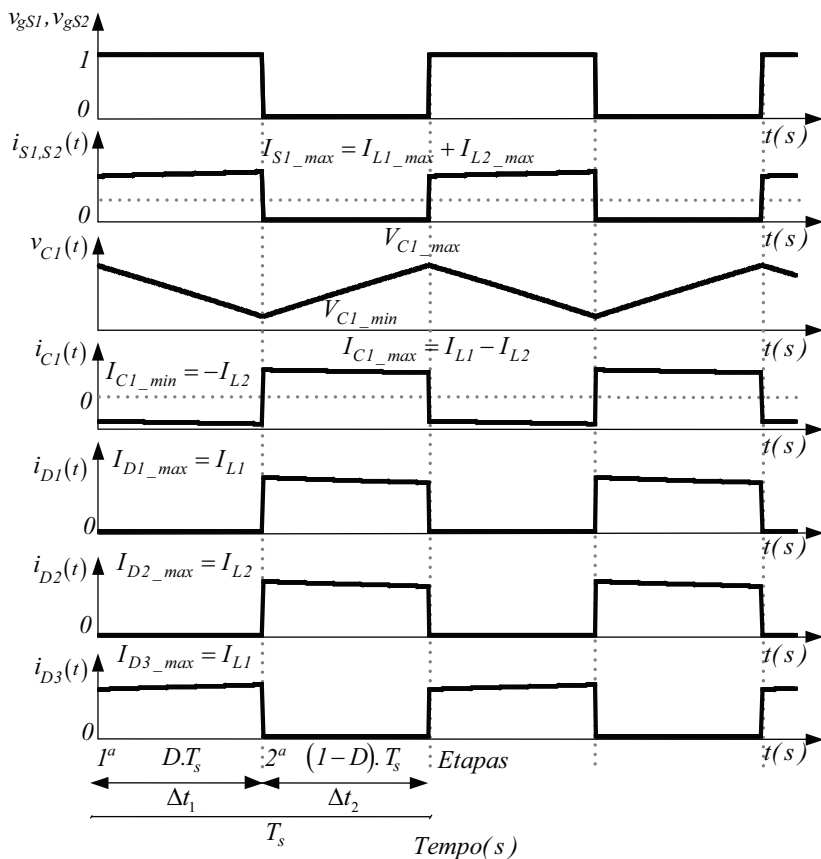


Figura 6.4 – Formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução contínua.

6.3.1 Ganho Estático Real do Conversor Proposto em Modo de Condução Contínua

Característica Ideal de Transferência Estática do Conversor

Analisando as etapas de operação, mostradas na Figura 6.2, pode-se desenvolver o ganho estático ideal do Conversor Duplo Boost Quadrático. Para facilitar a análise considera-se o conversor dividido em dois circuitos, onde V_i e V_{C1} correspondem as fontes de tensão de entrada do 1º e 2º circuito, respectivamente e cada indutor L_1 e L_2 pertencem as cargas com característica de fonte de corrente do 1º e 2º circuito respectivamente, conforme apresentado a seguir:

1º - Circuito de entrada: Primeiramente considera-se a fonte de entrada como sendo metade da fonte de entrada do conversor, ou seja, $V_i = V_{in}/2$, e o indutor L_1 uma fonte de corrente constante. Assim, a energia aplicada pela fonte E_{Vin} , na 1ª etapa de operação é dado por:

$$E_{Vin} = V_i \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_1 \quad (6.1)$$

A energia recebida pelo capacitor intermediário E_{VC1} , na 2ª etapa de operação é dado por:

$$E_{VC1} = (V_{C1} - V_i) \cdot I_{L1} \cdot \Delta t_2 \quad (6.2)$$

Considerando o conversor um sistema ideal em um período de operação toda energia aplicada pela fonte E_{Vin} é recebido pelo capacitor intermediário E_{VC1} . Todavia, com as Equações 6.1 e 6.2, obtém-se a Equação 6.3, referente a 1ª parte da Equação do ganho estático do conversor:

$$\frac{V_{C1}}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (6.3)$$

2ª - Circuito de saída: A mesma análise é desenvolvida para a segunda parte do conversor, considerando agora o capacitor intermediário C_1 a fonte de tensão de tensão de entrada e o indutor L_2 , uma fonte de corrente constante.

Portanto, a energia aplicada pela fonte E_{VC1} , na 1ª etapa de

operação é dado por:

$$E_{VC1} = V_{C1} \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_1 \quad (6.4)$$

A energia recebida pelo capacitor de saída E_{VC01} , na 2ª etapa de operação é dado por:

$$E_{VC01} = (V_{C01} - V_{C1}) \cdot I_{L2} \cdot \Delta t_2 \quad (6.5)$$

Novamente, considerando agora para o segundo circuito do conversor, com componentes ideais para um período de operação, toda a energia cedida pelo capacitor intermediário E_{VC1} é recebido pelo capacitor de saída E_{VC01} .

Assim, com as Equações 6.4 e 6.5, obtém-se a Equação 6.6, referente a segunda parte da Equação do ganho estático ideal do conversor:

$$\frac{V_0}{V_C} = \frac{1}{1 - D} \quad (6.6)$$

Contudo, utilizando o princípio da superposição para o 1º e 2º circuitos do conversor, por meio das Equações 6.3 e 6.6, obtém-se o ganho estático ideal total do Conversor Duplo Boost Quadrático dada pela relação entre a tensão de saída V_0 e a entrada V_{in} :

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (6.7)$$

A Figura 6.5 apresenta a curva de ganho estático do Conversor Duplo Boost Quadrático em função da razão cíclica, em comparação com a curva de ganho estático do Conversor Boost Convencional também está apresentada.

Conforme esperado, o ganho estático do Conversor Duplo Boost Quadrático é maior do que o ganho estático do Conversor Boost. Isso mostra que para mesma razão cíclica, por exemplo $D = 0,5$, e um dado valor de tensão na entrada a tensão de saída do Conversor Duplo Boost Quadrático é o dobro que a tensão de saída do Conversor Boost.

Ganho Estático Real do Conversor

Nessa seção o ganho estático real do Conversor Duplo Boost Quadrático está apresentado incluindo as não idealidades dos componentes, devido ao cobre nos enrolamentos dos indutores.

As quedas de tensão nos semi-condutores não são relevantes para o levantamento da curva de ganho estático real do conversor, por isso

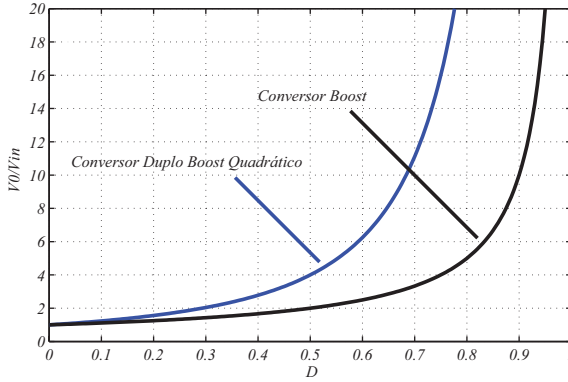


Figura 6.5 – Ganho Estático do Conversor Duplo Boost Quadrático em comparação ao ganho estático do Conversor Boost Convencional.

não são consideradas no equacionamento. A razão da pequena relevância das resistências no modelo do circuito equivalente é que essas resistências nos semi-condutores são conectadas no circuito somente quando estes estão em condução. Por exemplo, em $D = 0$ o MOSFET nunca conduz, e a resistência efetiva $D.R_{on}$ desaparece do modelo. O modelo é então mostrado para as duas etapas de operação do conversor, conforme apresentado na Figura 6.6, e citado em [49] e [59].

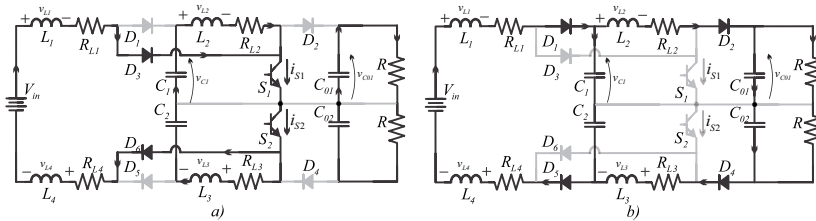


Figura 6.6 – Etapas de operação do Conversor incluindo as não idealidades: a) 1ª Etapa; b) 2ª Etapa.

Considerando o Conversor Duplo Boost Quadrático um conversor simétrico, é necessário a análise somente da metade superior da topologia do conversor. Da mesma forma, por se tratar de um conversor quadrático, no qual originou-se do cascadeamento de dois Conversores Boost, pode ser separado em partes para simplificar a análise. Considera-se então, na 1ª parte a tensão de entrada do conversor como

sendo $V_i = \frac{V_{in}}{2}$ e a tensão de saída dada pelo capacitor intermediário V_{C1} .

1º Circuito de entrada / 1ª Etapa $[D.T_s]$: A chave está fechada e o circuito é ilustrado na Figura 6.6 (a). A tensão no indutor v_{L1} e a corrente no capacitor i_{C1} são dadas pelas Equações 6.8 e 6.9. A corrente no indutor L_1 e a tensão no capacitor C_1 , são nesta etapa, aproximadamente suas componentes dc.

$$v_{L1}(t) = V_i - i.R_{L1} \quad (6.8)$$

$$i_{C1}(t) = \frac{-V_{C1}}{R} \quad (6.9)$$

1º Circuito de entrada / 2ª Etapa $[(1 - D).T_s]$: Quando a chave abre as correntes nos indutores i_{L1} e i_{L2} passam a serem conduzidas pelos diodos D_1 e D_2 respectivamente, conforme mostrado na Figura 6.6 (b). As resistências nos enrolamentos dos indutores são modeladas por: R_{L1} , R_{L2} , R_{L3} e R_{L4} . A tensão no indutor v_{L1} e a corrente no capacitor i_{C1} , para este intervalo, são mostradas em 6.10 e 6.11:

$$v_{L1}(t) = V_i - i.R_L - V_{C1} \quad (6.10)$$

$$i_{C1}(t) = i - \frac{V_{C1}}{R} \quad (6.11)$$

Somando as componentes dc da tensão do indutor L_1 na 1ª e 2ª etapas, escreve-se a Equação 6.12:

$$\langle v_{L1} \rangle = D.(V_i - I.R_{L1}) + D^*. (V_i - I.R_{L1} - V_{C1}) \quad (6.12)$$

onde: $D + D^* = 1$, ou seja, $D^* = (1 - D)$;

$$V_i - I.R_{L1} - D^*.V_{C1} = 0 \quad (6.13)$$

A Equação 6.13, descreve a componente dc de tensão para um período do indutor L_1 com corrente contínua igual a I .

A componente dc da corrente no capacitor é dada por:

$$\langle i_{C1} \rangle = D. \left(\frac{-V_{C1}}{R} \right) + D^*. \left(I - \frac{V_{C1}}{R} \right) \quad (6.14)$$

Agrupando os termos da Equação 6.14, obtemos:

$$D^*.I - \frac{V_{C1}}{R} = 0 \quad (6.15)$$

Substituindo a Equação 6.15 na Equação 6.13 e rearranjando a equação, o ganho estático para a 1ª Parte do conversor considerando a tensão de saída V_{C1} e a tensão de entrada V_i , dadas as perdas em função da razão cíclica, é dada pela Equação 6.16:

$$\frac{V_{C1}}{V_i} = \left(\frac{1}{D^*} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{R_L}{R \cdot D^{*2}}} \right) \quad (6.16)$$

Prosseguindo a análise, agora para a 2ª Parte do conversor, consideramos a tensão de entrada a tensão no capacitor intermediário V_{C1} e a tensão de saída a tensão no capacitor de saída V_{C01} . Dessa forma:

2º Circuito de saída / 1ª Etapa $[D.T_s]$: O interruptor está fechado e o circuito é ilustrado na Figura 6.6 (a). A tensão no indutor v_{L2} e a corrente no capacitor i_{C01} são dadas pelas Equações 6.17 e 6.18.

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - i.R_{L2} \quad (6.17)$$

$$i_{C01}(t) = \frac{-V_{C01}}{R} \quad (6.18)$$

A corrente no indutor i_{L2} e a tensão no capacitor V_{C01} , são nesta etapa, aproximadamente suas componentes dc.

2º Circuito de saída / 2ª Etapa $[(1-D).T_s]$: Novamente, quando a chave abre as correntes nos indutores i_{L1} e i_{L2} passam a serem conduzidas pelos diodos D_1 e D_2 respectivamente, conforme mostrado na Figura 6.6 (b). A tensão no indutor v_{L2} e a corrente no capacitor i_{C01} , para este intervalo são mostradas nas Equações 6.19 e 6.20:

$$v_{L2}(t) = V_{C1} - i.R_L - V_{C01} \quad (6.19)$$

$$i_{C01}(t) = i - \frac{V_{C01}}{R} \quad (6.20)$$

Somando as componentes dc da tensão do indutor L_2 na 1ª e 2ª Etapas, escreve-se a Equação 6.21:

$$\langle v_{L2} \rangle = D \cdot (V_{C1} - I \cdot R_{L2}) + D^* \cdot (V_{C1} - I \cdot R_{L2} - V_{C01}) \quad (6.21)$$

onde: $D + D^* = 1$, ou seja, $D^* = (1 - D)$;

$$V_{C1} - I \cdot R_{L2} - D^* \cdot V_{C01} = 0 \quad (6.22)$$

A Equação 6.22, descreve a componente dc de tensão para um período do indutor L_2 com corrente contínua igual a I .

A componente dc da corrente do capacitor é dada por:

$$\langle i_{C01} \rangle = D \cdot \left(\frac{-V_{C01}}{R} \right) + D^* \cdot \left(I - \frac{V_{C01}}{R} \right) \quad (6.23)$$

Agrupando os termos da Equação 6.23, obtemos:

$$D^* \cdot I - \frac{V_{C01}}{R} = 0 \quad (6.24)$$

Substituindo a Equação 6.24 na Equação 6.22 e rearranjando a equação, o ganho estático para a 2º circuito do conversor considerando a tensão de saída V_{C01} e a tensão de entrada V_{C1} , dadas as perdas em função da razão cíclica, é dada pela Equação 6.25:

$$\frac{V_{C01}}{V_{C1}} = \left(\frac{1}{D^*} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{R_L}{R \cdot D^{*2}}} \right) \quad (6.25)$$

Finalmente, utilizando o princípio da superposição, para a análise do 1º e 2º circuitos do conversor, obtém-se o ganho estático total considerando as perdas nos componentes, dado na Equação 6.26.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \left[\left(\frac{1}{D^*} \right) \cdot \left(\frac{1}{1 + \frac{R_L}{R \cdot D^{*2}}} \right) \right]^2 \quad (6.26)$$

O ganho estático real dado pela Equação 6.26 está ilustrado na Figura 6.7, para as várias relações entre a resistência do indutor R_L e a resistência de carga R . Como acontece com o Conversor Buck Proposto, observa-se uma influência do valor da resistência do indutor sobre a curva do ganho estático do conversor, que coincide com a curva ideal quando $R_L = 0$. Contudo, a preocupação em minimizar o valor da resistência do indutor do Conversor Boost Proposto é maior, pois observa-se a partir da Figura 6.7 que para valores de $R_L \neq 0$ a curva de ganho estático apresenta um valor máximo. Assim, qualquer incre-

mento de razão cíclica a partir desse ponto máximo da curva, poderá conduzir a tensão de saída a zero.

Observa-se então que o ganho estático dos Conversores Buck e Boost propostos, conforme apresentado nas Equações 6.26 e 2.26, depende apenas da corrente de seus indutores. Pode-se demonstrar que esta característica é comum para todos os conversores apresentados.

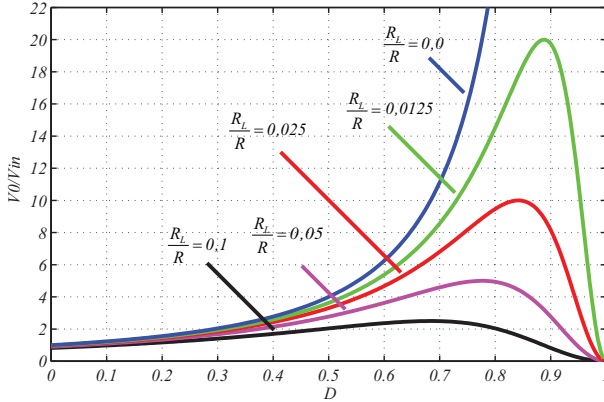


Figura 6.7 – Ganho estático real do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, variando a relação de resistências do cobre e da carga.

6.3.2 Ondulação da Corrente nos Indutores L_1 e L_2

Partindo da análise de tensão no indutor para a 1ª etapa de operação, obtém-se a ondulação de corrente no indutor L_1 , mostrado na Equação 6.29.

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (6.27)$$

$$V_i = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} \quad (6.28)$$

onde: $V_i = V_{in}/2$

$$\Delta i_{L1} = V_i \cdot \frac{D}{L_1 \cdot f_s} \quad (6.29)$$

Sabendo que $\Delta i_{L1} = I_{\max L1} - I_{\min L1}$, é possível calcular os valores máximos e mínimos de corrente no indutor L_1 . A corrente média de saída da primeira parte da análise do conversor (corrente nos capacitores intermediários C_1 e C_2), pode ser chamada de corrente intermediária I_C , é dada por: $I_C = I_{D1_med}$

$$I_{D1_med} = I_{L1_med} \cdot \Delta t_2 \quad (6.30)$$

$$I_C = \frac{(I_{\min L1} + I_{\max L1})}{2} \cdot (1 - D) \quad (6.31)$$

Reescrevendo a equação referente a variação de corrente do indutor Δi_{L1} em função da corrente máxima $I_{\max L1}$, tem-se:

$$I_{\max L1} = \Delta i_{L1} + I_{\min L1} \quad (6.32)$$

Substituindo-se a Equação 6.29 em 6.32, obtém-se:

$$I_{\max L1} = V_i \cdot \frac{D}{L_1 \cdot f_s} + I_{\min L1} \quad (6.33)$$

Ainda, substituindo-se 6.33 em 6.31:

$$I_C = \frac{1}{2} \cdot \left(I_{\min L1} + V_i \cdot \frac{D}{L_1 \cdot f_s} + I_{\min L1} \right) \cdot (1 - D) \quad (6.34)$$

Portanto, os valores máximos e mínimos da corrente do indutor L_1 em função da corrente do capacitor intermediário I_C , são dados por:

$$I_{\min L1} = \frac{I_C}{(1 - D)} - V_i \cdot \frac{D}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (6.35)$$

$$I_{\max L1} = \frac{I_C}{(1 - D)} + V_i \cdot \frac{D}{2 \cdot L_1 \cdot f_s} \quad (6.36)$$

Repetindo a análise feita para a obtenção dos valores máximos e mínimos da corrente do indutor L_1 , para o indutor L_2 , referente a segunda parte da análise do conversor. Novamente, a partir da análise da tensão no indutor, para a 1ª etapa de operação, obtém-se a ondulação de corrente no indutor L_2 , como mostrado na Equação 6.39.

$$v_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (6.37)$$

$$V_{C1} = L_2 \cdot \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} \quad (6.38)$$

$$\Delta i_{L2} = V_{C1} \cdot \frac{D}{L_2 \cdot f_s} \quad (6.39)$$

Sabendo que a ondulação de corrente no indutor $\Delta i_{L2} = I_{\max L2} - I_{\min L2}$, é possível calcular os valores máximos e mínimos de corrente no indutor L_2 . A corrente média de saída I_0 , é dada por: $I_0 = I_{D2_med}$

$$I_{D2_med} = I_{L2_med} \cdot \Delta t_2 \quad (6.40)$$

$$I_0 = \frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \cdot (1 - D) \quad (6.41)$$

Reescrevendo a equação referente a variação de corrente no indutor Δi_{L2} em função da corrente máxima $I_{\max L2}$, tem-se:

$$I_{\max L2} = \Delta i_{L2} + I_{\min L2} \quad (6.42)$$

Substituindo-se a Equação 6.39 em 6.42, obtém-se:

$$I_{\max L2} = V_{C1} \cdot \frac{D}{L_2 \cdot f_s} + I_{\min L2} \quad (6.43)$$

Ainda, substituindo-se 6.43 em 6.41, tem-se:

$$I_0 = \frac{1}{2} \cdot \left(I_{\min L2} + V_{C1} \cdot \frac{D}{L_1 \cdot f_s} + I_{\min L2} \right) \cdot (1 - D) \quad (6.44)$$

Portanto, os valores máximos e mínimos da corrente do indutor L_2 em função da corrente de saída I_0 , são dados por:

$$I_{\min L2} = \frac{I_0}{(1 - D)} - V_{C1} \cdot \frac{D}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} \quad (6.45)$$

$$I_{\max L2} = \frac{I_0}{(1 - D)} + V_{C1} \cdot \frac{D}{2 \cdot L_2 \cdot f_s} \quad (6.46)$$

6.3.3 Projeto dos Componentes do Conversor

Indutor L_1

Considerando o princípio do balanço volt segundo no indutor, tem-se a Equação 6.47 para um período de operação do conversor:

$$v_{L1}(t) = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \quad (6.47)$$

Sabendo que as Equações 6.35 e 6.36 definem os valores máximos e mínimos para o indutor L_1 , e que a ondulação de corrente no indutor é dada por: $\Delta i_{L1} = I_{\max L1} - I_{\min L1}$, o valor do indutor L_1 é calculado isolando-o na Equação 6.47, considerando a 1ª Etapa de operação do conversor:

$$L_1 = \frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_{L1}} \quad (6.48)$$

Indutor L_2

Novamente, considerando o princípio do balanço volt-segundo para o indutor L_2 , dado pela Equação:

$$v_{L2}(t) = L_2 \cdot \frac{di_{L2}}{dt} \quad (6.49)$$

Para o projeto do indutor L_2 , considerando que as Equações 6.45 e 6.46 definem os valores máximos e mínimos para o indutor L_2 e ainda que a ondulação de corrente no indutor L_2 é dada por: $\Delta i_{L2} = I_{\max L2} - I_{\min L2}$, o indutor L_2 é calculado isolando na Equação 6.49, considerando a 1ª Etapa de operação do conversor:

$$L_2 = \frac{V_{C1} \cdot D \cdot T_s}{\Delta i_{L2}} \quad (6.50)$$

Por causa da simetria da topologia do conversor os valores dos indutores L_3 e L_4 são dados por: $L_3 = L_2$ e $L_4 = L_1$. Considerando a topologia do conversor simétrica, os demais componentes localizados na região inferior do conversor, não estarão presentes no decorrer do dimensionamento, pois possuem seus respectivos duais dimensionados.

Capacitor Intermediário C_1

Considerando o balanço de carga no capacitor intermediário, e ainda sua ondulação de tensão, conforme mostrado na Figura 6.4, o valor da capacitância é calculado de forma que se carregue e se descarregue linearmente a cada período de funcionamento. Dessa forma, o

capacitor intermediário é calculado através da expressão 6.51:

$$C_1 = \frac{(I_C - I_0) \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_{C1}} \quad (6.51)$$

Capacitor de Saída C_{01}

Semelhante a análise realizada para o cálculo do capacitor intermediário, o capacitor de saída é calculado através da expressão 6.52:

$$C_{01} = \frac{I_0 \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_0} \quad (6.52)$$

Resistor de Saída R_0

O resistor de saída é calculado através da expressão 6.53:

$$R_0 = \frac{V_0^2}{P_0} \quad (6.53)$$

6.3.4 Dimensionamento dos Componentes do Conversor

Após o projeto dos componentes é possível realizar a simulação e o dimensionamento dos componentes do conversor, como mostrado a seguir:

Interruptor S_1

- Corrente Média - A corrente média no interruptor S_1 é dada pela expressão 6.54.

$$I_{S1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{(I_{\min L1} + I_{\max L1})}{2} + \frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \right] \cdot D \cdot T_s \quad (6.54)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no interruptor S_1 é dada pela expressão 6.55.

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_1} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1}}{L_2} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (6.55)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do interruptor S_1 é dada pela Equação 6.56.

$$I_{S1_max} = I_{max L1} + I_{max L2} \quad (6.56)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o interruptor S_1 é submetido é dada pela Equação 6.57.

$$V_{S1_max} = V_{C01} \quad (6.57)$$

Lembrando que o dimensionamento do interruptor S_2 é idêntico ao dimensionamento do interruptor S_1 . Aproveitando então a simetria do conversor, os componentes equivalentes, ou seja, que estão localizados na parte inferior do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto são dimensionados conforme mostrado para os componentes da parte superior.

Diodo D_1

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_1 é dada pela expressão 6.58.

$$I_{D1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{(I_{min L1} + I_{max L1})}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (6.58)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_1 é dada pela expressão 6.59.

$$I_{D1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{max L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (6.59)$$

onde:

$$I_{D1} = I_{\max L1} - \Delta i_{L1} \quad (6.60)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_1 é dada pela Equação 6.61.

$$I_{D1_max} = I_{\max L1} \quad (6.61)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_1 é submetido é dada pela Equação 6.62.

$$V_{D1_max} = V_{C1} \quad (6.62)$$

Diodo D_2

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_2 é dada pela expressão 6.63.

$$I_{D2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (6.63)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_2 é dada pela expressão 6.64.

$$I_{D2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (6.64)$$

onde:

$$I_{D2} = I_{\max L2} - \Delta i_{L2} \quad (6.65)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_2 é dada pela Equação 6.66.

$$I_{D2_max} = I_{\max L2} \quad (6.66)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_2 é submetido é dada pela Equação 6.67.

$$V_{D2_max} = V_{C01} \quad (6.67)$$

Diodo D_3

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_3 é dada pela expressão 6.68.

$$I_{D3_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{(I_{\min L1} + I_{\max L1})}{2} \cdot D \cdot T_s \quad (6.68)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_3 é dada pela expressão 6.69.

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_1} \cdot t \right)^2 dt} \quad (6.69)$$

onde:

$$I_{D3} = I_{\max L1} - \Delta i_{L1} \quad (6.70)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_3 é dada pela Equação 6.71.

$$I_{D3_max} = I_{\max L1} \quad (6.71)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_3 é submetido é dada pela Equação 6.72.

$$V_{D3_max} = V_{C1} \quad (6.72)$$

Indutor L_1

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_1 é dada pela expressão 6.73.

$$I_{L1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{(I_{\min L1} + I_{\max L1})}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{(I_{\min L1} + I_{\max L1})}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (6.73)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_1 é dada pela expressão 6.74.

$$I_{L1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_1} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_1} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.74)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_1 é dada pela Equação 6.36.
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_1 é submetido é dada pela Equação 6.75.

$$V_{L1_max} = V_i \quad (6.75)$$

Indutor L_2

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_2 é dada pela expressão 6.76.

$$I_{L2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{(I_{\min L2} + I_{\max L2})}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (6.76)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_2 é dada pela expressão 6.77.

$$I_{L2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1}}{L_2} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.77)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_2 é dada pela Equação 6.46.
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_2 é submetido é dada pela Equação 6.78.

$$V_{L2_max} = V_{C1} \quad (6.78)$$

Capacitor Intermediário C_1

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor é sempre nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_1 é dada pela expressão 6.81.

$$I_{C1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left(\int_0^{T_s} i_{C1}^2(t) dt \right)} \quad (6.79)$$

$$I_{C1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} [-i_{L2}(t)]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{(1-D) \cdot T_s} [i_{D2}(t)]^2 dt \right\}} \quad (6.80)$$

$$I_{C1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.81)$$

Capacitor de Saída C_{01}

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor C_{01} é sempre nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_{01} é dada pela expressão 6.82.

$$I_{C01_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} (-I_{C01})^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[(I_{\max L2} - I_{C01}) + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.82)$$

onde:

$$I_{C01} = I_0 = C_{01} \cdot \frac{\Delta V_{C01}}{D \cdot T_s} \quad (6.83)$$

Resistor R

A potência e a corrente aplicadas ao resistor são dadas, respectivamente pelas Equações 6.84 e 6.85:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_0} \quad (6.84)$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{R_0}} \quad (6.85)$$

6.3.5 Resultados de Simulação

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação para o modo de condução contínua (MCC). O *software* utilizado na simulação foi o PSIM. As especificações do conversor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 15. As capacitâncias intermediárias C_1 , C_2 e de saída C_{01} , C_{02} foram obtidas através dos cálculos do projeto dos componentes. Os resultados de simulação dos parâmetros analisados do conversor em condução contínua, estão apresentados nas Figuras 6.8 e 6.9.

Tabela 15 – Valores utilizados na simulação no MCC do conversor Duplo Boost Quadrático.

Potência de saída	$P_0 = 1000W$
Tensão CC na entrada	$V_{in} = 100V$
Indutâncias de entrada	$L_1, L_4 = 500\mu H$
Indutâncias de intermediária	$L_2, L_3 = 2mH$
Capacitores intermediários	$C_1, C_2 = 50\mu F$
Capacitores de saída	$C_{01}, C_{02} = 12,5\mu F$
Resistência de carga	$R = 160\Omega$
Frequência de chaveamento	$f_s = 50kHz$
Razão cíclica	$D = 0,5$

Conforme ilustrado nas Figuras 6.8 e 6.9, os interruptores S_1 e S_2 possuem comando único. As tensões nos indutores são ilustradas através das equações de energia instantânea em um período de operação do conversor, conforme mostrado nas Equações 6.1, 6.2, 6.4 e 6.5. Já as correntes nos indutores L_1 e L_2 são proporcionais, como esperado.

Observa-se que para $D = 0,5$ a tensão de saída V_0 possui valor quatro vezes maior que a tensão de entrada V_{in} , o que caracteriza o ganho quadrático, segundo a Equação 6.7. Verifica-se que a tensão máxima nos interruptores é a metade da tensão total de saída, o que demonstra os baixos esforços de tensão nos interruptores.

Quanto as correntes nos indutores, observa-se que para $D = 0,5$, a ondulação da corrente no indutor de saída é a metade da ondulação da corrente no indutor de entrada. A especificação de projeto para a ondulação de corrente foi estabelecido em 10% do valor de corrente nominal.

Pode-se observar também que as correntes nos diodos D_1 e D_2 são dadas pelas correntes nos indutores L_1 e L_2 na 2ª etapa de operação, respectivamente. A corrente no diodo D_3 é dada pela corrente no indutor L_1 na 1ª etapa de operação e a corrente no interruptor S_1 é dada pela soma das correntes nos indutores L_1 e L_2 na 1ª etapa de operação.

Considerando ainda que, a tensão intermediária no capacitor C_1 é proporcional a tensão de entrada e dada pela Equação 6.3. Finalmente, seguindo a equação de balanço de carga nos capacitores, as correntes I_{C1} e I_{C01} possuem valor médio nulo.

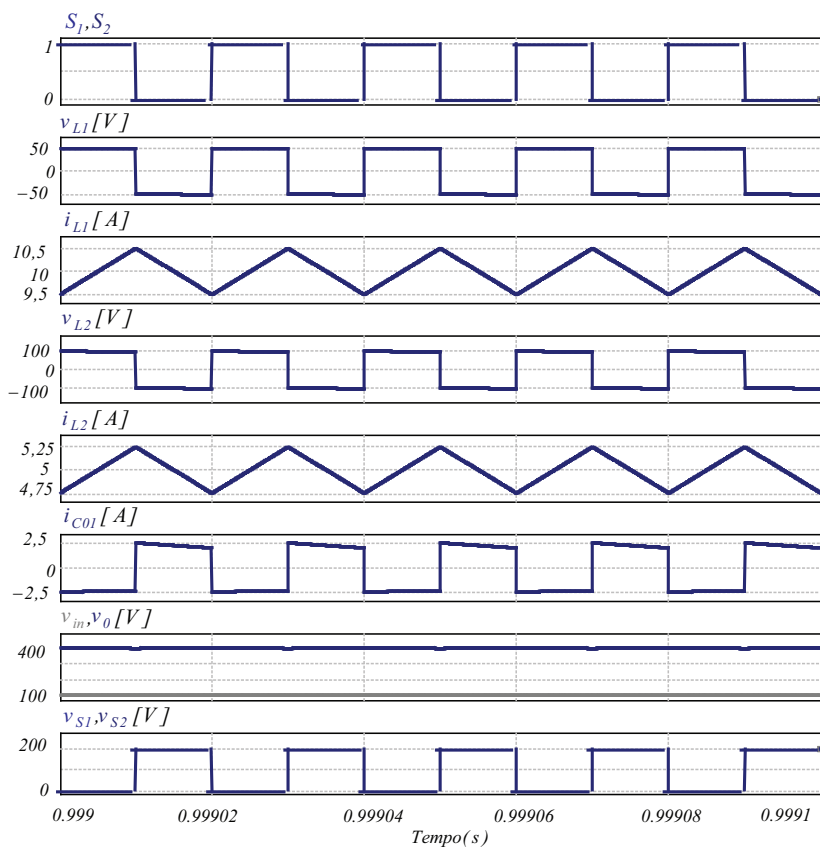


Figura 6.8 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em condução contínua.

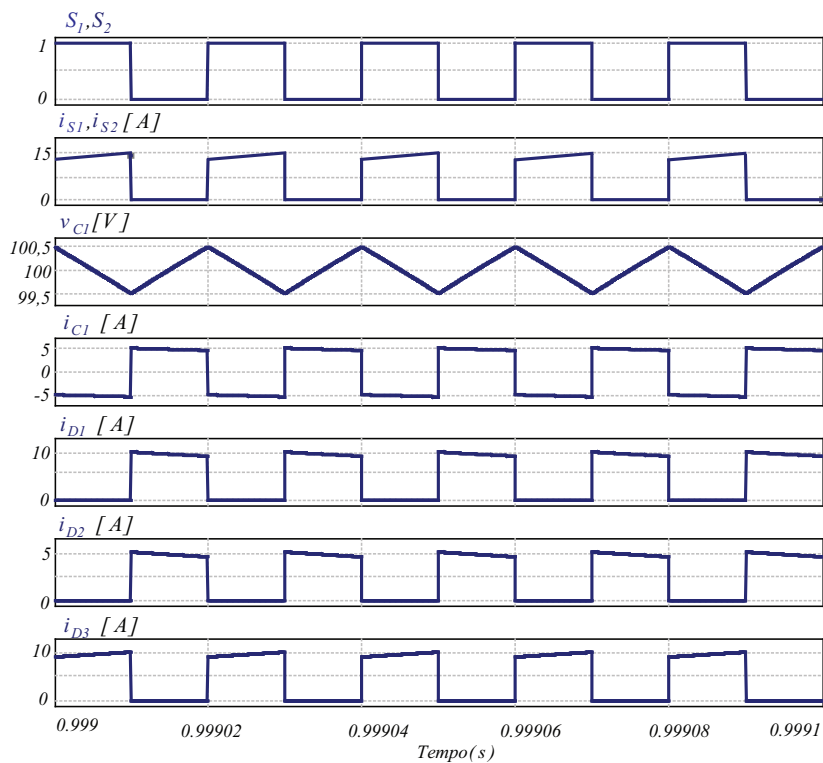


Figura 6.9 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em condução contínua.

6.4 Modo de Condução Crítica

Nesta seção são apresentadas as etapas de operação, as formas de onda, o dimensionamento dos componentes e a simulação do conversor com componentes ideais considerando o conversor operando no modo de condução crítica (MCCR).

As etapas de operação para o modo de condução crítica são as mesmas descritas para o modo de condução contínua, conforme descrito na Figura 6.2. O que difere estes dois modos de operação é o fato da corrente nos indutores possuírem valor mínimo I_{min} igual à zero na condução crítica. Com isso, durante a primeira etapa de funcionamento, a corrente nos indutores L_1 e L_2 são inicialmente nulas e se anulam novamente exatamente no final do período de operação do conversor.

O conversor operando no modo de condução crítica apresenta as formas de onda nas Figuras 6.10 e 6.11, com seus respectivos intervalos de tempo correspondente a cada etapa.

6.4.1 Projeto dos Componentes do Conversor

Indutor L_1

A análise da ondulação da corrente dos indutores L_1 e L_2 no modo de condução crítica é realizada do mesmo modo feito anteriormente para condução contínua. Assim, a teoria do balanço volt-segundo também é considerada nessa análise, conforme mostrado anteriormente na Equação 6.27. Sendo a Equação 6.31, a equação que define a corrente do capacitor intermediário I_C em condução contínua, para o caso da condução crítica a corrente mínima $I_{min L1}$ é igualada a zero, conforme segue:

$$I_C = \frac{I_{max L1}}{2} \quad (6.86)$$

Partindo das Equações 6.35 e 6.36 que definem os valores máximos e mínimos da corrente do indutor L_1 em função da corrente do capacitor intermediário I_C para o modo de condução contínua, o valor da indutância crítica L_{1CR} é obtido fazendo $I_{min L1} = 0$ na Equação 6.35, como mostrado na Equação 6.87:

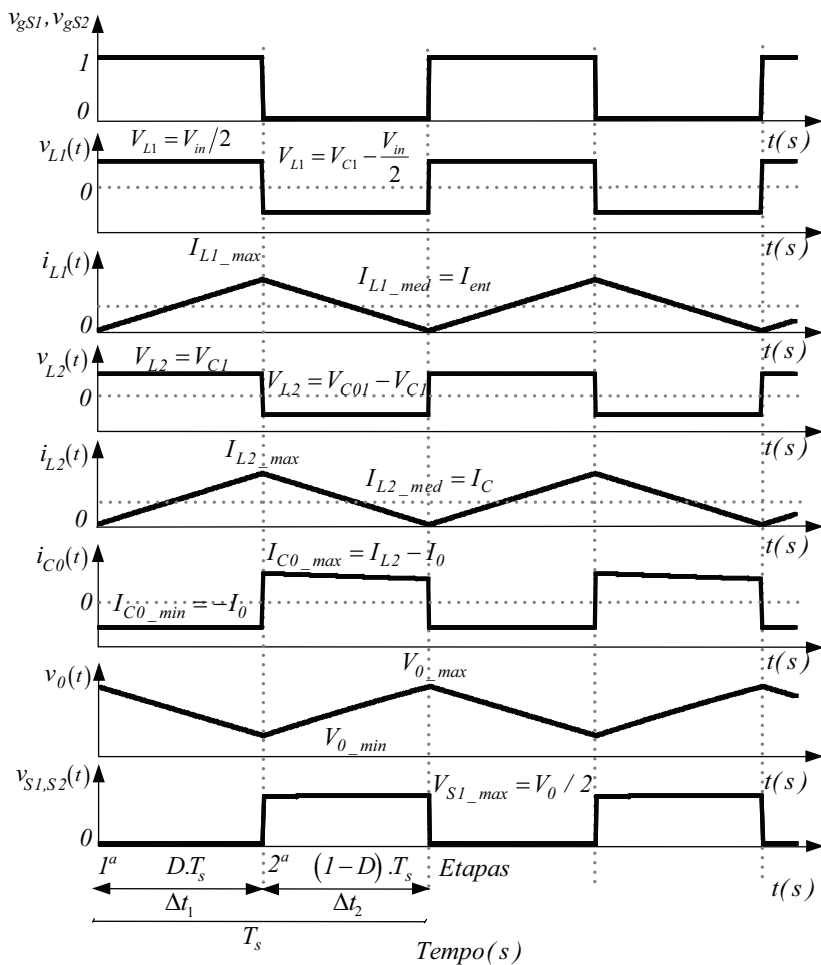


Figura 6.10 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução crítica.

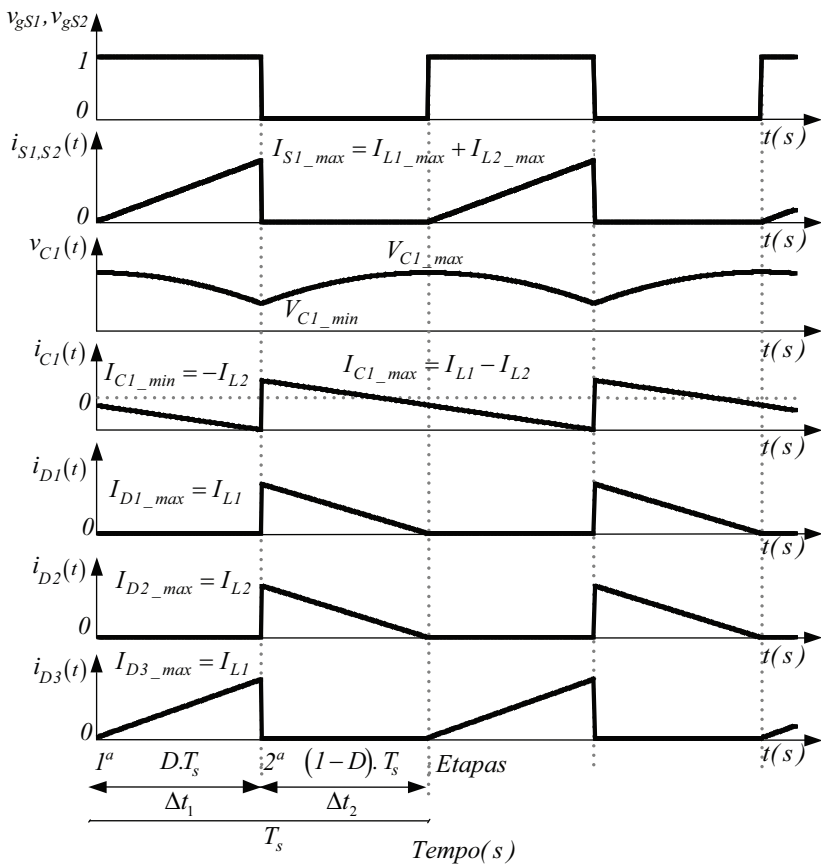


Figura 6.11 – Formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução crítica.

$$0 = \frac{I_C}{(1-D)} - \frac{V_{in} \cdot D}{2 \cdot L_{1cr} \cdot f_s} \quad (6.87)$$

Rearranjando a Equação 6.87, obtemos a Equação 6.88:

$$L_{1cr} = \frac{V_{in}}{2 \cdot f_s \cdot I_C} \cdot D \cdot (1-D) \quad (6.88)$$

Indutor L_2

Da mesma forma, a teoria do balanço volt-segundo é aplicada para o indutor L_2 , como mostrado anteriormente na Equação 6.37 na análise em condução contínua. Sabendo também que a Equação 6.41 define a corrente no capacitor de saída em condução contínua, para o caso da condução crítica a corrente mínima $I_{\min L2}$ é igual a zero.

$$I_0 = \frac{I_{\max L2}}{2} \quad (6.89)$$

Com as Equações 6.45 e 6.46 desenvolvidas para os valores máximos e mínimos da corrente do indutor L_2 em função da corrente de saída I_0 para o modo de condução contínua, o valor da indutância crítica é obtido fazendo $I_{\min L2} = 0$ na Equação 6.45, conforme apresentado em 6.90:

$$0 = \frac{I_0}{(1-D)} - \frac{V_{C1} \cdot D}{2 \cdot L_{2cr} \cdot f_s} \quad (6.90)$$

Rearranjando a Equação 6.90, obtemos a Equação 6.91:

$$L_{2cr} = \frac{V_{C1}}{2 \cdot f_s \cdot I_0} \cdot D \cdot (1-D) \quad (6.91)$$

As indutâncias críticas L_{1cr} e L_{2cr} foram projetadas de maneira que o formato das correntes nos indutores varia de zero a I_{max} .

6.4.2 Dimensionamento dos Componentes do Conversor

No modo de condução crítica as equações para o dimensionamento podem ser obtidas através das formas de onda em cada componente do circuito, ou fazendo $I_{\min L1} = 0$ e $I_{\min L2} = 0$, nas equações para o dimensionamento no modo de condução contínua.

Interruptor S_1

- Corrente Média - A corrente média no interruptor S_1 é dada pela expressão 6.92.

$$I_{S1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{\max L1}}{2} \cdot \Delta t_1 + \frac{I_{\max L2}}{2} \cdot \Delta t_1 \right] \quad (6.92)$$

- Corrente Eficaz - A equação para corrente eficaz no modo de condução crítica é semelhante a equação da corrente eficaz no modo de condução contínua, a menos do valor de $I_{minL1} = 0$ e $I_{minL2} = 0$. O valor da indutância é calculado pela expressão da indutância crítica, desenvolvida na seção anterior. Dessa forma, a corrente eficaz no interruptor S_1 é dada pela expressão 6.93.

$$I_{S1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_{1cr}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1}}{L_{2cr}} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (6.93)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do interruptor S_1 é dada pela Equação 6.94.

$$I_{S1_max} = I_{\max L1} + I_{\max L2} \quad (6.94)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o interruptor S_1 é submetido é dada pela Equação 6.95.

$$V_{S1_max} = V_{C01} \quad (6.95)$$

Diodo D_1

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_1 é dada pela expressão 6.96.

$$I_{D1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot \Delta t_2 \quad (6.96)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_1 é dada pela expressão 6.97.

$$I_{D1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (6.97)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_1 é dada pela Equação 6.98.

$$I_{D1_{\max}} = I_{\max L1} \quad (6.98)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_1 é submetido é dada pela Equação 6.99.

$$V_{D1_{\max}} = V_{C1} \quad (6.99)$$

Diodo D_2

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_2 é dada pela expressão 6.100.

$$I_{D2_{med}} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{\max L2}}{2} \cdot \Delta t_1 \quad (6.100)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_2 é dada pela expressão 6.101.

$$I_{D2_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (6.101)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_2 é dada pela Equação 6.102.

$$I_{D2_{\max}} = I_{\max L2} \quad (6.102)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_2 é submetido é dada pela Equação 6.103.

$$V_{D2_{\max}} = V_{C01} \quad (6.103)$$

Diodo D_3

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_3 é dada pela expressão 6.104.

$$I_{D3_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot \Delta t_1 \quad (6.104)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_3 é dada pela expressão 6.105.

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_{1cr}} \cdot t \right)^2 dt} \quad (6.105)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_3 é dada pela Equação 6.106.

$$I_{D3_max} = I_{\max L1} \quad (6.106)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_3 é submetido é dada pela Equação 6.107.

$$V_{D3_max} = V_{C1} \quad (6.107)$$

Indutor L_1

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_1 é dada pela expressão 6.108.

$$I_{L1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{\max L1}}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (6.108)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_1 é dada pela expressão 6.109.

$$I_{L1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_{1cr}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.109)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_1 é dada pela Equação 6.36.
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_1 é submetido é dada pela Equação 6.110.

$$V_{L1_max} = V_i \quad (6.110)$$

Indutor L_2

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_2 é dada pela expressão 6.111.

$$I_{L2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{max\ L2}}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{I_{max\ L2}}{2} \cdot (1 - D) \cdot T_s \right] \quad (6.111)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_2 é dada pela expressão 6.112.

$$I_{L2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1}}{L_{2cr}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{max\ L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.112)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_2 é dada pela Equação 6.46.
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_2 é submetido é dada pela Equação 6.113.

$$V_{L2_max} = V_{C1} \quad (6.113)$$

Capacitor Intermediário C_1

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor C_1 é sempre nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_1 é dada pela expressão 6.116.

$$I_{C1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{C1}^2(t) dt} \quad (6.114)$$

$$I_{C1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} [-i_{L2}(t)]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{(1-D) \cdot T_s} [i_{D2}(t)]^2 dt \right\}} \quad (6.115)$$

$$I_{C1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left[\left(\frac{V_{C1}}{L_{2cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt + \int_{D \cdot T_s}^{(1-D) \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.116)$$

Capacitor de Saída C_{01}

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor C_{01} é sempre nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_{01} é dada pela expressão 6.117.

$$I_{C01_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} (-I_{C01})^2 dt + \int_0^{(1-D) \cdot T_s} \left[(I_{\max L2} - I_{C01}) + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2cr}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.117)$$

onde: $I_{C01} = I_0 = C_{01} \cdot \frac{\Delta V_{C01}}{D \cdot T_s}$

Resistor R

A potência e a corrente aplicadas ao resistor são dadas, respectivamente pelas Equações 6.118 e 6.119:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_0} \quad (6.118)$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{R_0}} \quad (6.119)$$

6.4.3 Resultados de Simulação

Nessa seção são apresentados os resultados de simulação do conversor para o modo de condução crítica. As especificações do conversor utilizado na simulação são as mesmas apresentadas para a condução contínua e são mostradas na Tabela 15. Os parâmetros que diferem o modo de condução contínua ao modo de condução crítica são apenas os valores das indutâncias, que neste caso são dadas por: $L_1 = 25\mu H$ e $L_2 = 100\mu H$. Os resultados de simulação estão apresentados nas Figuras 6.12 e 6.13.

Da mesma maneira que na condução contínua o comando dos interruptores é único para o modo de condução crítica (MCCr).

Novamente as tensões nos indutores são dadas pelas Equações 6.1, 6.2, 6.4 e 6.5. Porém, os indutores L_1 e L_2 possuem nesse caso, ondulação de corrente igual ao seu valor máximo I_{L1max} e I_{L2max} , zerando seu valor a cada período de comutação, o que caracteriza o (MCCr).

O ganho estático é dado pela mesma equação desenvolvida para o (MCC), e a tensão nos interruptores continua com metade do valor da tensão total de saída.

Da mesma maneira que as correntes nos indutores, as correntes nos diodos D_1 , D_2 e D_3 assim como as correntes nos interruptores possuem valor mínimo igual a zero e ondulação igual ao valor máximo de corrente.

Novamente a tensão no capacitor intermediário é dada pela Equação 6.3 e as correntes nos capacitores intermediários e de saída obedecem o teorema do balanço de carga possuindo seu valor médio nulo.

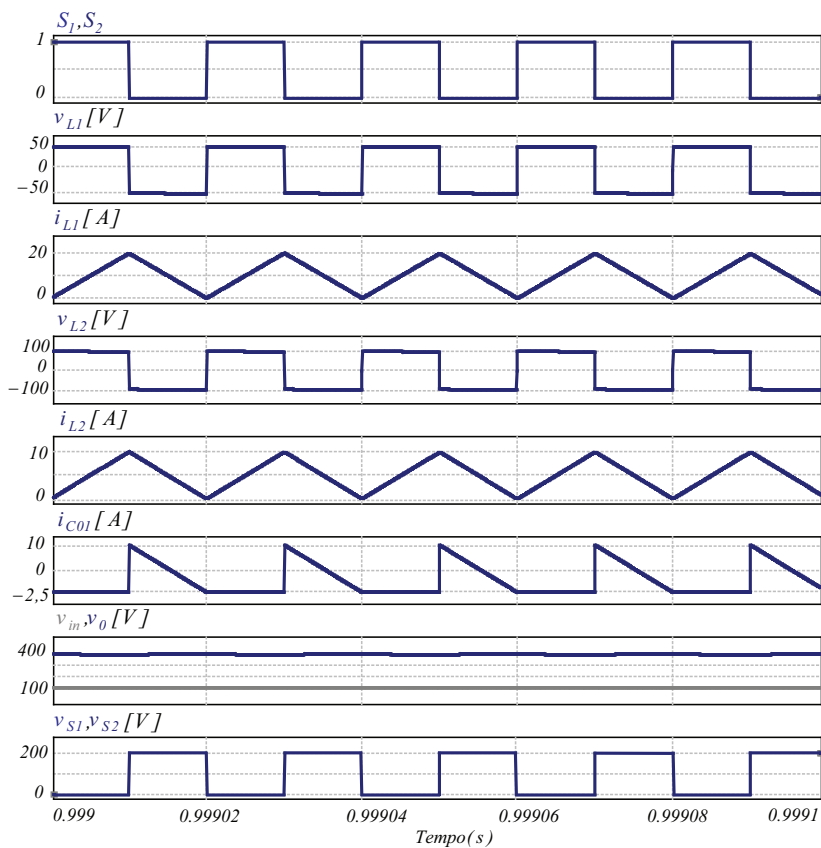


Figura 6.12 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em Condução Crítica.

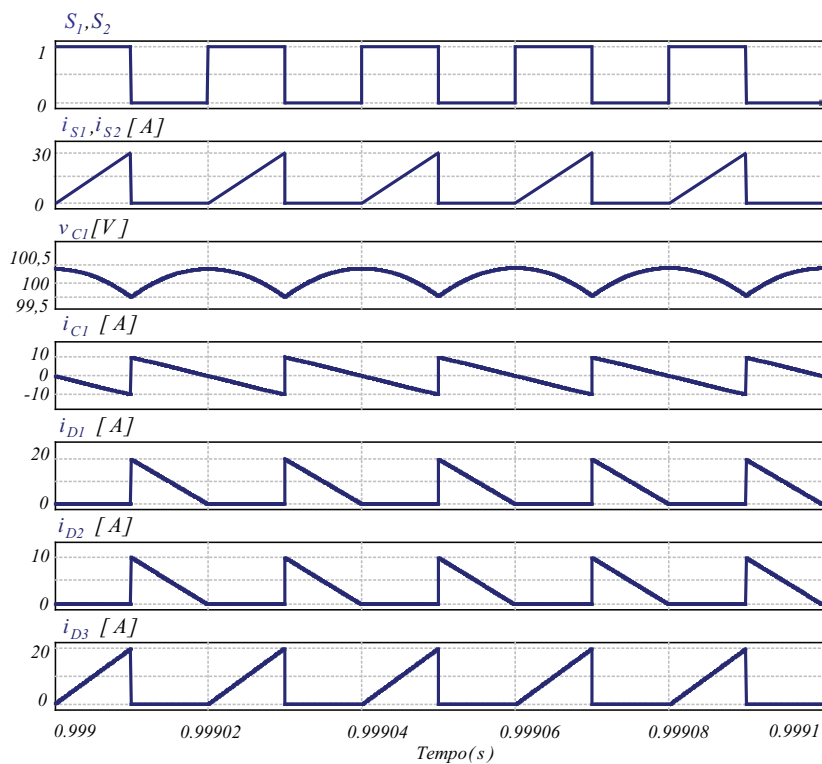


Figura 6.13 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em Condução Crítica.

6.5 Modo de Condução Descontínua

Nessa seção são apresentadas as etapas de operação, as formas de onda, o dimensionamento dos componentes e a simulação do conversor com componentes ideais considerando o conversor operando no modo de condução descontínua (MCD), conforme mostrado na Figura 6.14.

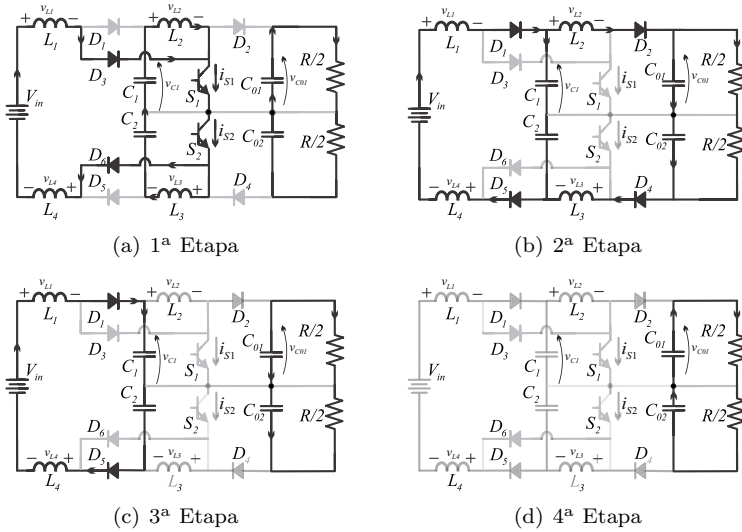


Figura 6.14 – Etapas de operação do Conversor Duplo Boost Quadrático em Condução Descontínua.

As etapas de operação para o modo de condução descontínua são descritas a seguir. A 1ª e 2ª etapas de operação, são idênticas ao modo de condução contínua, por essa razão não são descritas novamente nessa seção. Apenas lembrando que para o modo de condução descontínua o intervalo de tempo correspondente a segunda etapa é igual a $(D_1 \cdot T_s)$, ou seja, comparando ao intervalo referente a segunda etapa nas conduções contínua e crítica, tem-se: $[(1 - D) \cdot T_s = (D_1 + D_2 + D_3) \cdot T_s]$

3ª Etapa de Funcionamento ($D_2 \cdot T_s$): Esta etapa é característica da condução descontínua. Nessa etapa toda a energia armazenada em L_2 foi transferida à carga. Com isso o diodo D_2 bloqueia e os capacitores C_{01} C_{02} alimentam a carga. O indutor L_1 continua fornecendo energia para os capacitores C_1 e C_2 , o que é característica

desta etapa de operação.

4ª Etapa de Funcionamento ($D_3.T_s$):

Essa etapa também é característica da condução descontínua. Nessa etapa toda a energia armazenada em L_1 foi transferidas à carga. Com isso o diodo D_1 bloqueia e os capacitores C_{01} C_{02} alimentam a carga.

O conversor operando no modo de condução descontínua apresenta as formas de onda nas Figuras 6.15 e 6.16, com seus respectivos intervalos de tempo correspondente a cada etapa.

6.5.1 Ganho Estático em Condução Descontínua

Analisando inicialmente a corrente no indutor L_1 para a 1ª e 2ª etapas de operação tem-se:

1ª Etapa ($D.T_s$):

$$V_{L1} = L_{1des} \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (6.120)$$

$$V_i = L_{1des} \cdot \frac{I_{\max L1}}{\Delta t_1} = L_{1des} \cdot \frac{I_{\max L1}}{D.T_s} \quad (6.121)$$

Lembrando que $V_i = V_{in}/2$:

2ª Etapa ($D_1.T_s$):

$$V_{L1} = L_{1des} \cdot \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (6.122)$$

$$V_{C1} - V_i = L_{1des} \cdot \frac{I_{\max L1}}{\Delta t_2} = L_{1des} \cdot \frac{I_{\max L1}}{D_1.T_s} \quad (6.123)$$

Isolando a corrente máxima do indutor L_1 , tem-se:

$$I_{\max L1} = \frac{V_i}{L_{1des}} \cdot \frac{D}{f_s} = \left(\frac{V_{C1} - V_i}{L_{1des}} \right) \cdot \frac{D_1}{f_s} \quad (6.124)$$

Se a Equação 6.124 for desenvolvida, podemos chegar a 1ª parte do ganho estático convencional do Conversor Duplo Boost Quadrático. Porém, o que diferencia este modo de operação, na 1ª parte da análise é a corrente máxima $I_{\max L1}$, mostrada na Equação 6.121. Vamos então analisar esta 1ª parte da equação do ganho estático de outro ponto de vista, convencionalmente utilizado para condução descontínua, con-

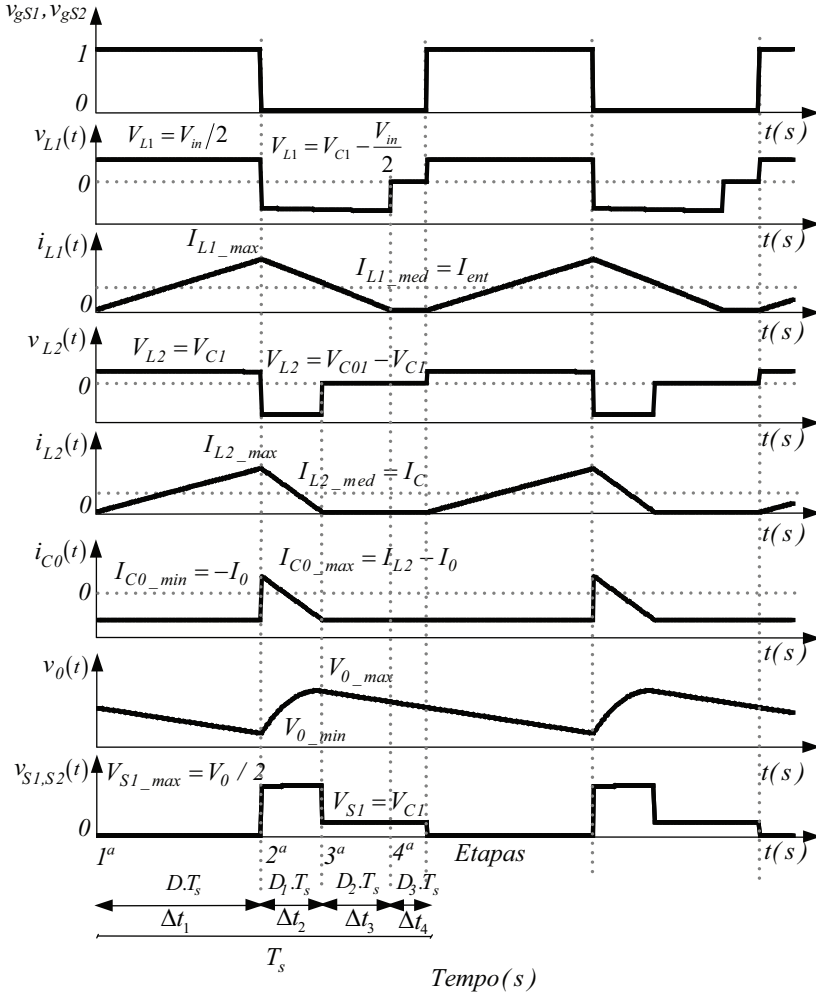


Figura 6.15 – Principais formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução descontinua.

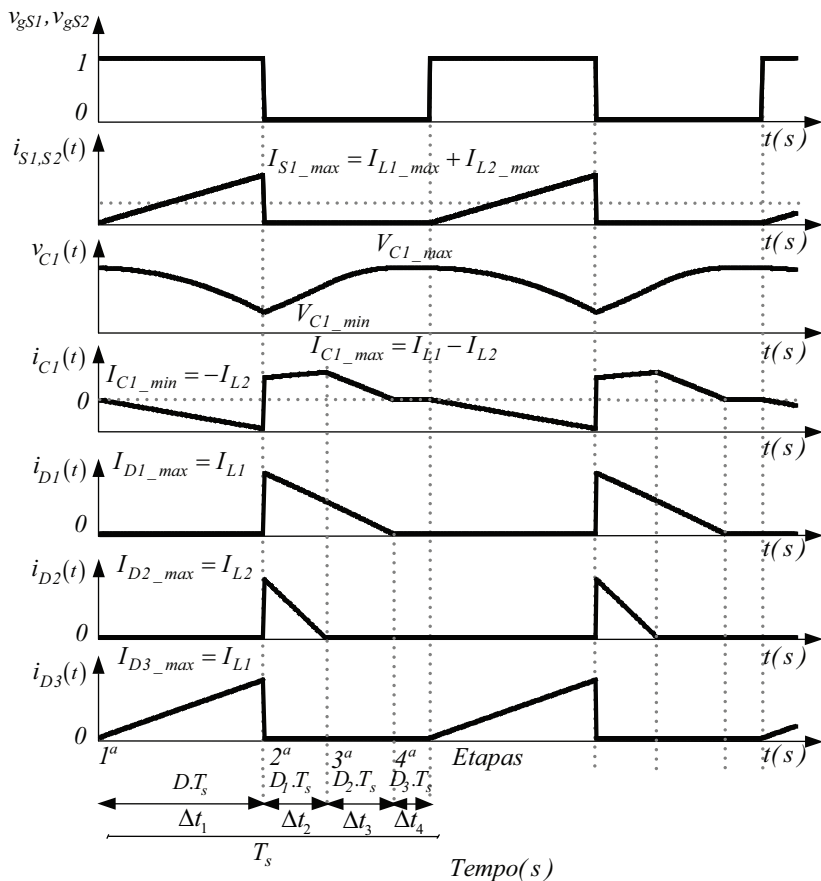


Figura 6.16 – Formas de onda do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução descontínua.

forme segue:

Observando as Figuras 6.15 e 6.16, pode-se obter a Equação 6.125 para a 1ª parte da análise.

$$I_{in} - I_C = \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot D \quad (6.125)$$

onde: I_{in} é dada como a corrente de entrada do conversor.

Isolando $I_{\max L1}$ da Equação 6.125 e igualando à Equação 6.121, obtém-se:

$$I_{\max L1} = \frac{2}{D} \cdot (I_{in} - I_C) = \frac{V_i \cdot D}{L_{1des} \cdot f_s} \quad (6.126)$$

$$\frac{2}{D} \cdot I_C \cdot \left(\frac{I_{in}}{I_C} - 1 \right) = \frac{V_i \cdot D}{L_{1des} \cdot f_s} \quad (6.127)$$

$$\frac{2}{D} \cdot I_C \cdot \left(\frac{V_{C1}}{V_i} - 1 \right) = \frac{V_i \cdot D}{L_{1des} \cdot f_s} \quad (6.128)$$

Lembrando que $P_i = P_{in}/2$:

$$P_i = P_{C1} \quad (6.129)$$

$$\frac{I_{in}}{I_C} = \frac{V_{C1}}{V_i} \quad (6.130)$$

Isolando V_{C1}/V_i na Equação 6.130, encontra-se a Equação 6.131 referente a 1ª parte da Equação do ganho estático ideal para o Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto Operando no modo de Condução Descontínua:

$$\frac{V_{C1}}{V_i} = 1 + \frac{V_i \cdot D^2}{2 \cdot I_C \cdot L_{1des} \cdot f_s} \quad (6.131)$$

Repetindo a análise da corrente, agora para o indutor L_2 para a 1ª e 2ª etapas de operação tem-se:

1ª Etapa ($D \cdot T_s$):

$$V_{L2} = L_{2des} \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (6.132)$$

$$V_{C1} = L_{2des} \cdot \frac{I_{\max L2}}{\Delta t_1} = L_{des L2} \cdot \frac{I_{\max L2}}{D \cdot T_s} \quad (6.133)$$

2ª Etapa ($D_1 \cdot T_s$):

$$V_{L2} = L_{desL2} \cdot \frac{di_{L2}(t)}{dt} \quad (6.134)$$

$$V_{C01} - V_{C1} = L_{des} \cdot \frac{I_{\max L2}}{\Delta t_2} = L_{des} \cdot \frac{I_{\max L2}}{D_1 \cdot T_s} \quad (6.135)$$

Isolando a corrente máxima do indutor L_2 , tem-se:

$$I_{\max L2} = \frac{V_{C1}}{L_{2des}} \cdot \frac{D}{f_s} = \left(\frac{V_{C01} - V_{C1}}{L_{2des}} \right) \cdot \frac{D_1}{f_s} \quad (6.136)$$

Novamente, se a Equação 6.136 for desenvolvida, podemos chegar a 2ª parte do ganho estático convencional do Conversor Duplo Boost Quadrático. Porém, o que diferencia este modo de operação, na 2ª parte da análise é a corrente máxima $I_{\max L2}$, mostrada na Equação 6.133. Vamos então analisar esta 2ª parte da equação do ganho estático de outro ponto de vista, convencionalmente utilizado para condução descontínua, conforme segue:

Observando as Figuras 6.15 e 6.16, pode-se obter a Equação 6.137 para a 2ª parte da análise.

$$I_C - I_0 = \frac{I_{\max L2}}{2} \cdot D \quad (6.137)$$

Isolando $I_{\max L2}$ da Equação 6.137 e igualando à Equação 6.133, obtém-se:

$$I_{\max L2} = \frac{2}{D} \cdot (I_C - I_0) = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_{2des} \cdot f_s} \quad (6.138)$$

$$\frac{2}{D} \cdot I_0 \cdot \left(\frac{I_C}{I_0} - 1 \right) = \frac{V_i \cdot D}{L_{1des} \cdot f_s} \quad (6.139)$$

$$\frac{2}{D} \cdot I_0 \cdot \left(\frac{V_{C01}}{V_{C1}} - 1 \right) = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_{2des} \cdot f_s} \quad (6.140)$$

Lembrando que:

$$P_{C1} = P_{C01} \quad (6.141)$$

$$\frac{I_C}{I_0} = \frac{V_{C01}}{V_{C1}} \quad (6.142)$$

Isolando V_{C01}/V_{C1} na Equação 6.142, encontra-se a Equação

6.143 referente a 2ª parte da Equação do ganho estático ideal para o Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto Operando no modo de Condução Descontínua:

$$\frac{V_{C01}}{V_{C1}} = 1 + \frac{V_{C1} \cdot D^2}{2 \cdot I_{0} \cdot L_{2des} \cdot f_s} \quad (6.143)$$

Para obter o ganho estático total do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de condução descontínua utiliza-se o princípio da superposição das Equações 6.131 e 6.143, obtendo a Equação 6.144.

$$\frac{V_{C01}}{V_i} = \left(1 + \frac{V_i \cdot D^2}{2 \cdot I_C \cdot L_{1des} \cdot f_s}\right) \cdot \left(1 + \frac{V_{C1} \cdot D^2}{2 \cdot I_0 \cdot L_{2des} \cdot f_s}\right) \quad (6.144)$$

Ou ainda, reescrevendo de forma compacta a Equação 6.144, obtém-se a Equação 6.145, que representada a expressão do ganho estático total do Conversor Duplo Boost Quadrático operando no modo de Condução Descontínua.

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \left(1 + \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot I_C \cdot L_{1des} \cdot f_s}\right)^2 \quad (6.145)$$

Os parâmetros apresentados em 6.145, são mais comuns de serem encontrados nas especificações de projeto. Observa-se que a razão cíclica D deve ser capaz de compensar tanto as variações da tensão de entrada V_{in} quanto as variações de carga.

6.5.2 Projeto dos Componentes do Conversor

Indutor L_1

O valor da ondulação da corrente do indutor L_1 no modo de condução descontínua é dado por:

$$\Delta i_{L1des} = I_{\max L1} = \frac{V_i \cdot D}{L_{1des} \cdot f_s} \quad (6.146)$$

A indutância de entrada L_1 em condução descontínua é dada por:

$$L_{1des} = \frac{V_i \cdot D}{I_{\max L1} \cdot f_s} \quad (6.147)$$

Indutor L_2

Repetindo a análise para obtenção do valor da ondulação da corrente do indutor L_2 no modo de condução descontínua, tem-se:

$$\Delta i_{L2_des} = I_{\max L2} = \frac{V_{C1} \cdot D}{L_{2des} \cdot f_s} \quad (6.148)$$

A indutância intermediária L_2 em condução descontínua é dada por:

$$L_{2des} = \frac{V_{C1} \cdot D}{I_{\max L2} \cdot f_s} \quad (6.149)$$

6.5.3 Cálculo dos Intervalos de Corrente no Indutor

Conforme ilustrado na Figura 6.17, o cálculo dos intervalos de corrente no indutor L_1 são realizados através da tensão do indutor para cada etapa. Para facilitar o entendimento do conversor operando modo descontínuo, os intervalos de condução são mantidos os mesmos da Figura 6.15.

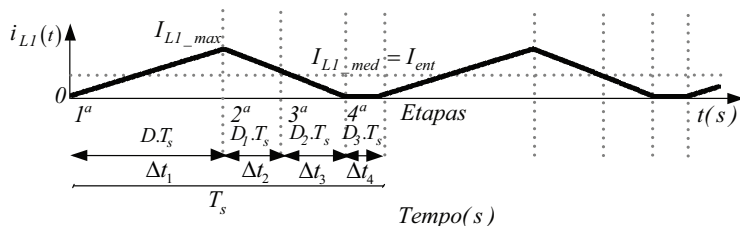


Figura 6.17 – Corrente do indutor L_1 no modo de condução descontínua do Conversor Duplo Boost Quadrático.

1ª Etapa ($D.T_s$):

$$V_{L1_1Etapa} = \frac{L_{1des} \cdot di_{L1}}{dt} \quad (6.150)$$

$$V_i = \frac{L_{1des} \cdot I_{\max L1}}{D \cdot T_s} \quad (6.151)$$

$$D = \frac{L_{1des} \cdot I_{\max L1} \cdot f_s}{V_i} \quad (6.152)$$

2ª Etapa ($D_1 \cdot T_s$):

$$V_{L1.2Etapa} = \frac{L_{1des} \cdot di_{L1}}{dt} \quad (6.153)$$

$$V_i - V_{C1} = \frac{L_{1des} \cdot I_{\max L1}}{(D_1 + D_2) \cdot T_s} \quad (6.154)$$

$$(D_1 + D_2) = \frac{L_{1des} \cdot I_{\max L1} \cdot f_s}{V_{C1} - V_i} \quad (6.155)$$

$$D_1 = \frac{L_{1des} \cdot I_{\max L1} \cdot f_s}{V_{C1} - V_i} - D_2 \quad (6.156)$$

3ª Etapa ($D_2 \cdot T_s$):

$$D_2 = \frac{L_{1des} \cdot I_{\max L1} \cdot f_s}{V_{C1} - V_i} - D_1 \quad (6.157)$$

4ª Etapa ($D_3 \cdot T_s$):

$$D_3 = 1 - D - D_1 - D_2 \quad (6.158)$$

Fazendo a mesma análise de L_1 , para o cálculo dos intervalos de corrente no indutor L_2 , conforme ilustrado na Figura 6.18, os cálculos são realizados através da tensão do indutor para cada etapa. Para facilitar o entendimento do conversor operando modo descontínuo, os intervalos de condução são mantidos os mesmos da Figura 6.15.

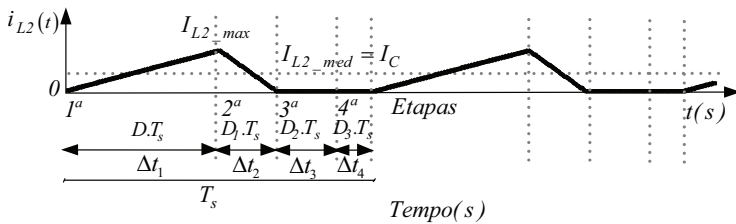


Figura 6.18 – Corrente do indutor L_2 no modo de condução descontínua do Conversor Duplo Boost Quadrático.

1ª Etapa ($D.T_s$):

$$V_{L2.1Etapa} = \frac{L_{2des} \cdot di_{L2}}{dt} \quad (6.159)$$

$$V_{C1} = \frac{L_{2des} \cdot I_{\max L2}}{D \cdot T_s} \quad (6.160)$$

$$D = \frac{L_{2des} \cdot I_{\max L2} \cdot f_s}{V_{C1}} \quad (6.161)$$

2ª Etapa ($D_1.T_s$):

$$V_{L2.2Etapa} = \frac{L_{2des} \cdot di_{L2}}{dt} \quad (6.162)$$

$$V_{C1} - V_{C01} = \frac{L_{2des} \cdot I_{\max L2}}{D_1 \cdot T_s} \quad (6.163)$$

$$D_1 = \frac{L_{2des} \cdot I_{\max L2} \cdot f_s}{V_{C01} - V_{C1}} \quad (6.164)$$

3ª Etapa ($D_2.T_s$):

$$D_2 = 1 - D - D_1 - D_3 \quad (6.165)$$

4ª Etapa ($D_3.T_s$):

$$D_3 = 1 - D - D_1 - D_2 \quad (6.166)$$

6.5.4 Dimensionamento dos Componentes do Conversor

No modo de condução descontínua as equações para o dimensionamento podem ser obtidas através das formas de onda em cada componente do circuito ou fazendo $I_{\min L1} = 0$ e $I_{\min L2} = 0$, nas equações para o dimensionamento no modo de condução contínua.

Interruptor S_1

- Corrente Média - A corrente média no interruptor S_1 é dada pela expressão 6.167.

$$I_{S1-med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{\max L1}}{2} \cdot \Delta t_1 + \frac{I_{\max L2}}{2} \cdot \Delta t_1 \right] \quad (6.167)$$

- Corrente Eficaz - A equação para corrente eficaz no modo de condução descontínua é semelhante a equação da corrente eficaz no modo de condução contínua, a menos dos valores de $I_{minL1} = 0$ e $I_{minL2} = 0$. O valor da indutância é calculado pela expressão da indutância descontínua, desenvolvida na seção anterior. Dessa forma, a corrente eficaz no interruptor S_1 é dada pela expressão 6.168.

$$I_{S1.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left[\int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_{1des}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1}}{L_{2des}} \cdot t \right)^2 dt \right]} \quad (6.168)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do interruptor S_1 é dada pela Equação 6.169.

$$I_{S1_max} = I_{max L1} + I_{max L2} \quad (6.169)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o interruptor S_1 é submetido é dada pela Equação 6.170.

$$V_{S1_max} = V_{C01} \quad (6.170)$$

Diodo D_1

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_1 é dada pela expressão 6.171.

$$I_{D1.med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{max L1}}{2} \cdot \Delta t_2 \quad (6.171)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_1 é dada pela expressão 6.172.

$$I_{D1.ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(D_1+D_2) \cdot T_s} \left[I_{max L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1des}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (6.172)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_1 é dada pela Equação 6.173.

$$I_{D1_max} = I_{max L1} \quad (6.173)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_1 é submetido é dada pela Equação 6.174.

$$V_{D1_max} = V_{C1} \quad (6.174)$$

Diodo D_2

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_2 é dada pela expressão 6.175.

$$I_{D2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{max L2}}{2} \cdot \Delta t_2 \quad (6.175)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_2 é dada pela expressão 6.176.

$$I_{D2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D_1 \cdot T_s} \left[I_{max L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2des}} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad (6.176)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_2 é dada pela Equação 6.177.

$$I_{D2_max} = I_{max L2} \quad (6.177)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_2 é submetido é dada pela Equação 6.178.

$$V_{D2_max} = V_{C01} \quad (6.178)$$

Diodo D_3

- Corrente Média - A corrente média no diodo D_3 é dada pela expressão 6.179.

$$I_{D3_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot \Delta t_1 \quad (6.179)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no diodo D_3 é dada pela expressão 6.180.

$$I_{D3_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_{1des}} \cdot t \right)^2 dt} \quad (6.180)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do diodo D_3 é dada pela Equação 6.181.

$$I_{D3_max} = I_{\max L1} \quad (6.181)$$

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o diodo D_3 é submetido é dada pela Equação 6.182.

$$V_{D3_max} = V_{S1} - V_{C1} \quad (6.182)$$

Indutor L_1

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_1 é dada pela expressão 6.183.

$$I_{L1_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{\max L1}}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{I_{\max L1}}{2} \cdot (D_1 + D_2) \cdot T_s \right] \quad (6.183)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_1 é dada pela expressão 6.184.

$$I_{L1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_i}{L_{1des}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{(D_1 + D_2) \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{1des}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.184)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_1 é dada pela Equação 6.146.

- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_1 é submetido é dada pela Equação 6.185.

$$V_{L1_max} = V_i \quad (6.185)$$

Indutor L_2

- Corrente Média - A corrente média no indutor L_2 é dada pela expressão 6.186.

$$I_{L2_med} = \frac{1}{T_s} \cdot \left[\frac{I_{max\ L2}}{2} \cdot D \cdot T_s + \frac{I_{max\ L2}}{2} \cdot D_1 \cdot T_s \right] \quad (6.186)$$

- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no indutor L_2 é dada pela expressão 6.187.

$$I_{L2_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{V_{C1}}{L_{2des}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D_1 \cdot T_s} \left[I_{max\ L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2des}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.187)$$

- Corrente Máxima - A corrente máxima que flui através do indutor L_2 é dada pela Equação .
- Tensão Máxima - A tensão máxima na qual o indutor L_2 é submetido é dada pela Equação 6.188.

$$V_{L2_max} = V_{C1} \quad (6.188)$$

Capacitor de Saída C_{01}

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor é nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_{01} é dada pela expressão 6.189.

$$I_{C01ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \int_0^{D \cdot T_s} (-I_{C01})^2 dt + \int_0^{D_1 \cdot T_s} \left[(I_{max\ L2} - I_{C01}) + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2des}} \right) \cdot t \right]^2 dt \\ & + \int_0^{D_2 \cdot T_s} (-I_{C01})^2 dt \end{aligned} \right\}} \quad (6.189)$$

onde: $I_{C01} = I_0 = C_{01} \cdot \frac{\Delta V_{C01}}{D \cdot T_s}$

Capacitor Intermediário C_1

- Corrente Média - A corrente média em um capacitor C_1 é nula.
- Corrente Eficaz - A corrente eficaz no capacitor C_1 é dada pela expressão 6.192.

$$I_{C1_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{T_s} i_{C1}^2(t) dt} \quad (6.190)$$

$$I_{C01_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} [-i_{L2}(t)]^2 dt + \int_0^{D_1 \cdot T_s} [i_{L1}(t) - i_{L2}(t)]^2 dt + \int_{D_1 \cdot T_s}^{D_2 \cdot T_s} [i_{L1}(t)]^2 dt \right\}} \quad (6.191)$$

$$I_{C01_ef} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \left\{ \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{-V_{C1}}{L_{2des}} \cdot t \right)^2 dt + \int_0^{D_1 \cdot T_s} \left[I_{\max L2} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_{2des}} \right) \cdot t \right]^2 dt + \int_{D_1 \cdot T_s}^{D_2 \cdot T_s} \left[I_{\max L1} + \left(\frac{V_i - V_{C1}}{L_{desL1}} \right) \cdot t \right]^2 dt \right\}} \quad (6.192)$$

Resistor R

A potência e a corrente aplicadas ao resistor são dadas, respectivamente pelas Equações 6.193 e 6.194:

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R_0} \quad (6.193)$$

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_0}{R_0}} \quad (6.194)$$

6.5.5 Resultados de Simulação

Os resultados de simulação para o modo de condução descontínua estão apresentados nas Figuras 6.19 e 6.20. As especificações do

conversor utilizados na simulação são apresentados na Tabela 15. Da mesma maneira que na condução crítica, os valores para os indutores na condução descontínua diferem da condução contínua e são dados por: $L_1 = 12,5\mu H$ e $L_2 = 50\mu H$.

Para o modo de condução descontínua (MCD) o comando dos interruptores S_1 e S_2 também é único. No entanto, diferente dos (MCC) e (MCCr) o (MCD) possui quatro etapas de operação.

Nesse modo de operação a equação do ganho estático é alterada, conforme apresentado na Equação 6.145. Por essa razão, para os valores de indutância L_1 e L_2 escolhidos, a tensão de saída V_0 é aproximadamente oito vezes o valor da tensão de entrada V_{in} .

As correntes nos indutores L_1 e L_2 possuem no início do período de chaveamento um valor nulo, e variam até um valor máximo na 1ª etapa de operação, conforme mostrado nas Equações 6.124 e 6.136. Na 2ª etapa de operação os indutores L_1 e L_2 se descarregam, como mostrado anteriormente nos modos de condução contínua e crítica. Quando a corrente do indutor L_2 se anula temos a 3ª etapa de operação, característica do (MCD), isso pode ser percebido também nas tensões dos interruptores que diminuem de valor, na corrente do capacitor de saída que é um espelho da corrente do indutor L_2 deslocado para a segunda etapa de operação, e na tensão do indutor L_2 que passa a ser nula. Contudo, o indutor L_1 continua se descarregando.

Somente quando a corrente no indutor L_1 se anula, temos a 4ª etapa de operação. Assim, a tensão no indutor L_1 passa a ser nula. Nessa etapa apenas o capacitor de saída C_{01} e a carga trocam energia, a corrente no restante dos componentes é nula.

Quando o comando do próximo período de chaveamento é acionado, recomeça um novo período de operação.

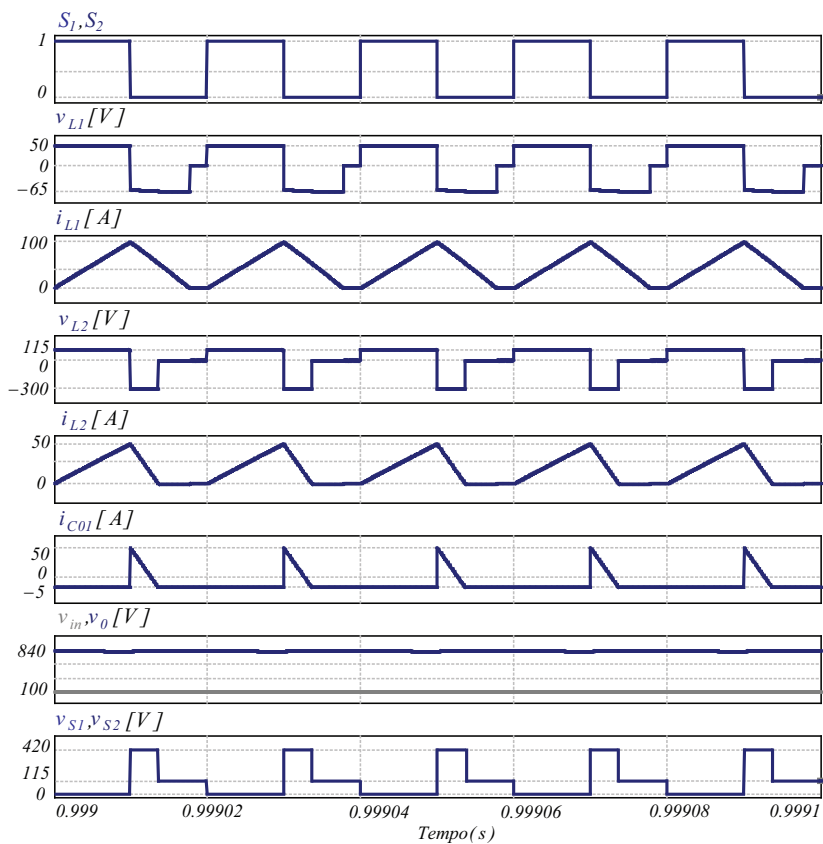


Figura 6.19 – Principais resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em Condução Descontínua.

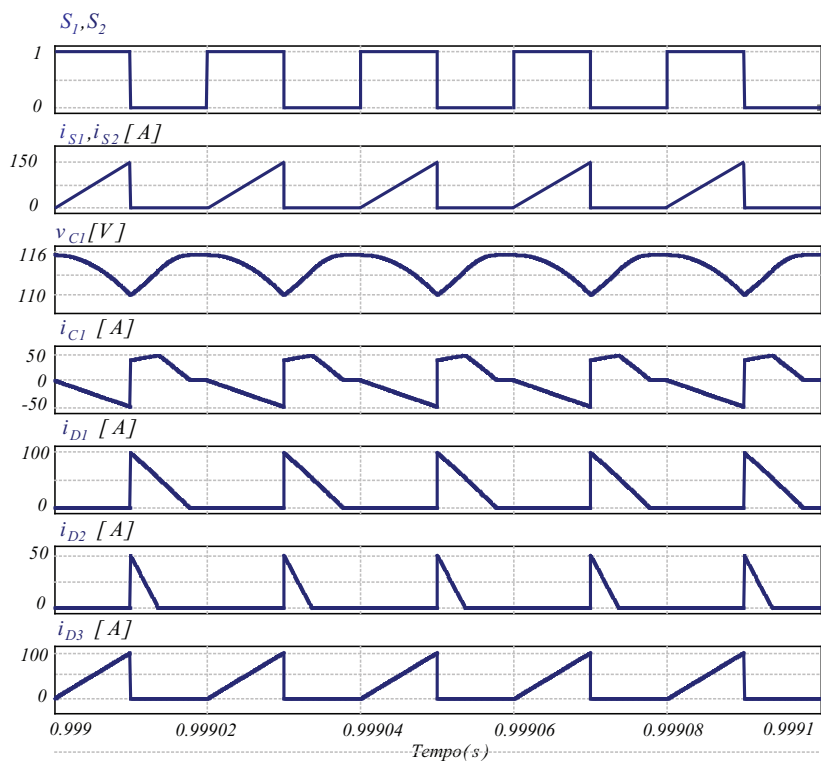


Figura 6.20 – Resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático em condução descontínua.

6.6 Característica Externa

Reescrevendo novamente as equações dos ganhos estáticos em condução contínua (Equação 6.7) e em condução descontínua (Equação 6.145) respectivamente, tem-se:

$$MCC \quad \rightarrow \quad \frac{V_0}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (6.195)$$

$$MCD \quad \rightarrow \quad \frac{V_0}{V_{in}} = \left(1 + \frac{V_{in} \cdot D^2}{2 \cdot I_C \cdot L_{1des} \cdot f_s}\right)^2 \quad (6.196)$$

Fazendo $a = V_0/V_{in}$ na Equação 6.195, obtém-se a Equação 6.197. Substituindo $a = V_0/V_{in}$ na Equação 6.196 e considerando a análise do ganho estático em condução descontínua para o Conversor Boost Convencional, onde: $\gamma = 2 \cdot I_0 \cdot L \cdot f_s / V_{in}$, utiliza-se de forma análoga para o conversor proposto, obtendo-se a Equação 6.198.

$$a = \left(\frac{1}{1-D}\right)^2 \quad (6.197)$$

$$a = \left(1 + \frac{D^2}{\gamma}\right)^2 \quad (6.198)$$

Rearranjando a Equação 6.197, isolando a razão cíclica D , tem-se:

$$D = \frac{\sqrt{a} - 1}{\sqrt{a}} \quad (6.199)$$

Substituindo a Equação 6.199 na Equação 6.198, igualando a nessas duas equações e desenvolvendo, obtém-se a Equação 6.200 que representa o limite entre o modo de condução contínua e o modo de condução descontínua. Isso significa que uma vez determinado o valor de " a ", encontra-se o máximo valor de γ para o qual a condução é contínua.

$$\gamma = \frac{\sqrt{a} - 1}{a} \quad (6.200)$$

Com as Equações 6.195, 6.196 e 6.200, é possível traçar as curvas que representam a característica externa do Conversor Duplo Boost Quadrático, conforme ilustrado na Figura 6.21, [3]. Essa figura mos-

tra a região para o modo de condução descontínua nas duas situações analisadas neste trabalho, a curva limite representa o modo de condução crítica e a região para o modo de condução contínua também está mostrada. Observa-se que, quando a condução é descontínua o ganho estático se altera conforme a variação da carga. Para a grande maioria das aplicações práticas esta é uma forma indesejável de funcionamento, e deve ser evitada, sobretudo porque causa estresses de corrente nos semicondutores. Por essa razão é muito importante operar sempre que possível em condução contínua, onde os valores de ganho estático são constantes para uma dada razão cíclica.

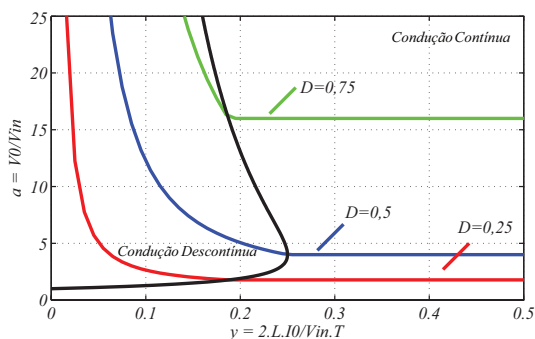


Figura 6.21 – Característica externa do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.

6.7 Conclusão

Nesse capítulo foi realizada a análise estática do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto. Com base na topologia proposta e nas etapas de operação os esforços nos componentes foram calculados para os modos de condução contínua, crítica e descontínua. Os resultados de simulação foram apresentados para comprovação da análise teórica. A curva de característica estática foi levantada, mostrando que para uma dada razão cíclica o ganho estático no MCC possui um valor fixo, já para o MCD o ganho estático varia dependente da carga.

7 Modelagem Dinâmica e Controle do Conversor Duplo Boost Quadrático

7.1 Introdução

Nesse Capítulo é apresentado o modelo dinâmico através da técnica por espaço de estado, o controle dos picos de corrente frente aos degraus de carga e o controle da tensão de saída do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto operando no modo de condução contínua.

É importante salientar que o modelo dinâmico do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto é desenvolvido considerando a simetria do conversor, ou seja, o comportamento dos componentes da metade superior são os mesmos dos da metade inferior. Dessa forma, a análise em espaço de estado apesar de mostrar apenas os componentes da metade superior, subentende-se que os componentes (indutores e capacitores) da metade inferior possuem valores semelhantes.

Para o controle do conversor três metodologias são adotadas: a variação de carga com o conversor operando em malha aberta, o controle apenas da tensão de saída e o controle da tensão de saída e da corrente de entrada. O desempenho desses controladores são então comparados. Todos os controladores utilizados tanto para a malha de corrente quanto para a malha de tensão são do tipo proporcional integral (PI). Os resultados de simulação ilustram a teoria apresentada.

7.2 Modelo Equivalente por Espaço de Estado

O controle clássico é utilizado em sistemas que necessitam apenas de uma entrada e uma saída. Para sistemas que requerem múltiplas entradas e saídas, onde as técnicas de controle clássico não seriam eficientes, utiliza-se da modelagem por espaço de estado. Por meio dessa técnica pode-se avaliar uma planta de controle com múltiplas entradas e saídas, obtendo modelos mais precisos que representam com fidelidade o sistema. Para obtenção do modelo, não é necessário que as variáveis de estado representem grandezas físicas do sistema, todavia ao representarem grandezas físicas podem facilitar a implementação do controle, [50], [46], [51].

O sistema que possui ao menos uma entrada, uma saída e duas ou mais variáveis de estado que não possuam relação linear entre si, pode ser representado por:

Equação de entrada:

$$K \cdot \frac{d}{dt} X(t) = A \cdot X(t) + B \cdot U(t) \quad (7.1)$$

Equação de saída:

$$Y(t) = C \cdot X(t) + E \cdot U(t) \quad (7.2)$$

onde:

- K - matriz que contém os elementos que estão diretamente vinculados às variáveis de estado;
- X - matriz de estados e contém as variáveis de estado;
- U - matriz de entrada do sistema e contém as variáveis de entrada;
- A, B, C e E - matrizes que relacionam as variáveis com o sistema.

Sendo que as dimensões dessas matrizes são dadas por:

$$\begin{aligned} A &= N.N \\ K &= N.N \\ B &= N.M \\ C &= R.N \\ E &= R.M \end{aligned} \quad (7.3)$$

onde:

- N - número de estados;

- M - número de entradas;
- R - número de saídas.

Nos conversores normalmente as variáveis de estado estão associadas a elementos acumuladores de energia tais como o indutor e o capacitor. Dessa forma, utiliza-se a corrente através do indutor e a tensão sobre o capacitor de saída, como variáveis de estado para obter o modelo desses circuitos.

O desenvolvimento matemático para a obtenção do modelo por espaço de estado é descrito, conforme segue:

1. A análise das etapas de funcionamento do conversor devem ser realizadas obtendo as equações por espaço de estado;
2. Após o equacionamento do circuito definir quais são as variáveis de estado, entradas e saídas e matrizes A,B,C e E;
3. Considerando as etapas de funcionamento do circuito, calcular a equação média de estados;
4. Tendo a equação de estados, perturbar e linearizar o sistema, para obter as equações que definem seu comportamento dinâmico.

Para a modelagem dinâmica de pequenos sinais pelo método espaço de estados do conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, considera-se as etapas de operação:

1ª Etapa de Operação: Durante este período as chaves S_1 e S_2 estão fechadas, conectando os indutores L_1 e L_4 diretamente na fonte V_{in} , acumulando energia nos indutores. Apenas para análise considera-se que $V_i = V_{in}/2$. Os diodos D_1 , D_5 , D_2 e D_4 estão bloqueados, o indutor L_2 acumula energia fornecida pelos capacitores intermediários C_1 e C_2 e o capacitores de saída C_{01} e C_{02} fornecem energia para a carga. O circuito resultante referente a 1ª etapa de operação do conversor está apresentado na Figura 7.1.

A partir da análise da Figura 7.1, pode-se obter as equações que determinam os valores de tensão e corrente nos indutores e nos capacitores para a 1ª Etapa de operação, respectivamente:

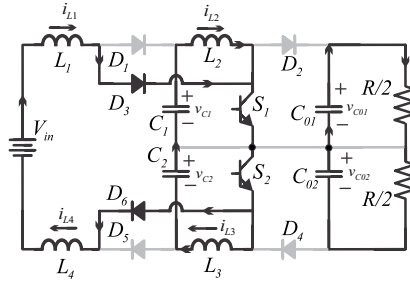


Figura 7.1 – Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, 1ª Etapa de Operação.

$$\begin{aligned}
 L_1 \cdot \frac{d}{dt} i_{L1}(t) &= V_i \\
 L_2 \cdot \frac{d}{dt} i_{L2}(t) &= V_{C1} \\
 L_3 \cdot \frac{d}{dt} i_{L3}(t) &= V_{C2} \\
 L_4 \cdot \frac{d}{dt} i_{L4}(t) &= V_i \\
 C_1 \cdot \frac{d}{dt} V_{C1}(t) &= -i_{L2} \\
 C_2 \cdot \frac{d}{dt} V_{C2}(t) &= -i_{L3} \\
 C_{01} \cdot \frac{d}{dt} V_{C01}(t) &= -\frac{V_{C01}}{R} \\
 C_{02} \cdot \frac{d}{dt} V_{C02}(t) &= -\frac{V_{C02}}{R}
 \end{aligned} \tag{7.4}$$

Colocando a Equação 7.4, na forma de Espaço de Estado, e considerando a simetria do conversor, ou seja, apenas a metade superior do conversor é analisada, já que a parte inferior possui o mesmo comportamento, temos então a matriz de estado para a 1ª Etapa de operação do conversor:

$$K_1 \cdot \frac{d}{dt} X(t) = A_1 \cdot X(t) + B_1 \cdot U(t) \tag{7.5}$$

$$\begin{aligned}
 &\begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{01} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C01}(t) \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C01}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}(t)]
 \end{aligned} \tag{7.6}$$

$$Y(t) = C_1.X(t) + E_1.U(t) \quad (7.7)$$

$$[i_{in}(t)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C01}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}(t)] \quad (7.8)$$

2ª Etapa de operação: As chaves estão abertas e os diodos D_1 e D_5 estão em condução. A energia armazenada nos indutores na 1ª Etapa é então transferida à carga.

O circuito resultante referente a 2ª Etapa de operação está ilustrado na Figura 7.2.

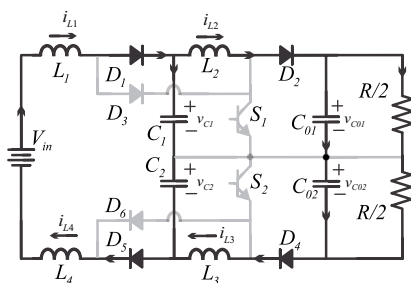


Figura 7.2 – Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto, 2ª Etapa de Operação.

A partir do equacionamento, obtém-se os valores que irão formar as matrizes A, B, C e E. Por meio da análise da Figura 7.2, são obtidas as equações que determinam os valores de tensão e corrente nos indutores e dos capacitores para a 2ª Etapa de operação, respectivamente:

$$\begin{aligned} L_1 \frac{d}{dt} i_{L1}(t) &= V_i - V_{C1} \\ L_2 \frac{d}{dt} i_{L2}(t) &= V_{C1} - V_{C01} \\ L_3 \frac{d}{dt} i_{L3}(t) &= V_{C2} - V_{C02} \\ L_4 \frac{d}{dt} i_{L4}(t) &= V_i - V_{C2} \\ C_1 \frac{d}{dt} V_{C1}(t) &= i_{L1} - i_{L2} \\ C_2 \frac{d}{dt} V_{C2}(t) &= i_{L4} - i_{L3} \\ C_{01} \frac{d}{dt} V_{C01}(t) &= i_{L2} - \frac{V_{C01}}{R} \\ C_{02} \frac{d}{dt} V_{C02}(t) &= i_{L4} - \frac{V_{C02}}{R} \end{aligned} \quad (7.9)$$

Colocando a Equação 7.9 na forma de espaço de estado, e considerando novamente a simetria do conversor, temos para a 2ª etapa de operação do conversor:

$$K_2 \cdot \frac{d}{dt} X(t) = A_2 \cdot X(t) + B_2 \cdot U(t) \quad (7.10)$$

$$\begin{aligned} & \begin{bmatrix} L_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C_{01} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C01}(t) \end{bmatrix} = \\ & = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C01}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}(t)] \end{aligned} \quad (7.11)$$

$$Y(t) = C_2 \cdot X(t) + E_2 \cdot U(t) \quad (7.12)$$

$$[i_{in}(t)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C01}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [V_{in}(t)] \quad (7.13)$$

Conforme [49], o próximo passo é obter o modelo médio das equações em espaço de estado para as duas etapas de operação do conversor. A matriz 'A' média é dada por:

$$A = D \cdot A_1 + D^* \cdot A_2 \quad (7.14)$$

De maneira similar, pode-se encontrar os valores das matrizes B, C e E:

$$B = D \cdot B_1 + D^* \cdot B_2 \quad (7.15)$$

$$C = D \cdot C_1 + D^* \cdot C_2 \quad (7.16)$$

$$E = D \cdot E_1 + D^* \cdot E_2 \quad (7.17)$$

Com os valores das componentes contínuas (CC), pode-se definir o modelo de pequenos sinais das componentes alternadas (CA) para as

equações em espaço de estado. De forma geral, tem-se:

$$K \frac{d}{dt} \hat{x} = A \cdot \hat{x}(t) + B \cdot \hat{u}(t) + \{(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U\} \cdot \hat{d}(t) \quad (7.18)$$

$$y(t) = C \cdot \hat{x}(t) + E \cdot \hat{u}(t) + \{(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U\} \cdot \hat{d}(t) \quad (7.19)$$

Sendo que os valores $\hat{x}(t)$, $\hat{u}(t)$, $\hat{y}(t)$, e $\hat{d}(t)$, são as perturbações sobre o ponto de operação.

Com as matrizes definidas para a 1ª e 2ª etapas de operação, assim como as equações que definem o sistema em espaço de estado obtidas, e procurando diminuir o esforço manual, já que as equações são extensas, o desenvolvimento das equações a partir deste ponto foi desenvolvido no *software* Matlab. Dessa forma, conforme mostrado em [52], as funções de transferência referentes as correntes nos indutores em função da tensão de entrada e em função da razão cíclica, assim como as funções de transferência referentes as tensões nos capacitores em função da tensão de entrada e em função da razão cíclica, são dadas em forma de matriz, pela Equação 7.20:

Utilizando a função de transferência apresentada na matriz dada na Equação 7.20, pode-se obter via Matlab, o gráfico de Bode que define a função de transferência da corrente do indutor i_{L1} pela razão cíclica D .

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(t) \\ \hat{i}_{L2}(t) \\ \hat{i}_{L3}(t) \\ \hat{i}_{L4}(t) \\ \hat{v}_{C1}(t) \\ \hat{v}_{C2}(t) \\ \hat{v}_{C01}(t) \\ \hat{v}_{C02}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{iL1} \cdot V_{in} & G_{iL1} \cdot d \\ G_{iL2} \cdot V_{in} & G_{iL2} \cdot d \\ G_{iL3} \cdot V_{in} & G_{iL3} \cdot d \\ G_{iL4} \cdot V_{in} & G_{iL4} \cdot d \\ G_{VC1} \cdot V_{in} & G_{VC1} \cdot d \\ G_{VC2} \cdot V_{in} & G_{VC2} \cdot d \\ G_{VC01} \cdot V_{in} & G_{VC01} \cdot d \\ G_{VC02} \cdot V_{in} & G_{VC02} \cdot d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{V}_{in}(s) \\ \hat{D}(s) \end{bmatrix} \quad (7.20)$$

Na Figura 7.3, pode-se observar que a resposta em frequência do modelo da corrente obtida via análise de pequenos sinais por espaço de estado é semelhante, para altas frequências acima de $1kHz$, à curva

obtida da equação simplificada dada para o Conversor Boost, conforme a Equação 7.21. A explicação para essa semelhança se deve ao fato de a função de transferência obtida via análise de pequenos sinais por espaço de estado, possuir dependência da razão cíclica D em seu denominador. Porém, a partir de uma certa frequência, o efeito da mudança da razão cíclica é muito pequeno. Dessa forma, pode-se empregar o modelo simplificado, onde considera-se os capacitores de saída e a carga total como uma fonte de tensão V_0 . Este modelo simplificado será adequado quando se quer analisar o sistema em torno da frequência de cruzamento, como será empregado adiante no projeto do compensador de corrente, [49], [46].

$$G_{iL1} = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_0}{L_1 \cdot s} \quad (7.21)$$

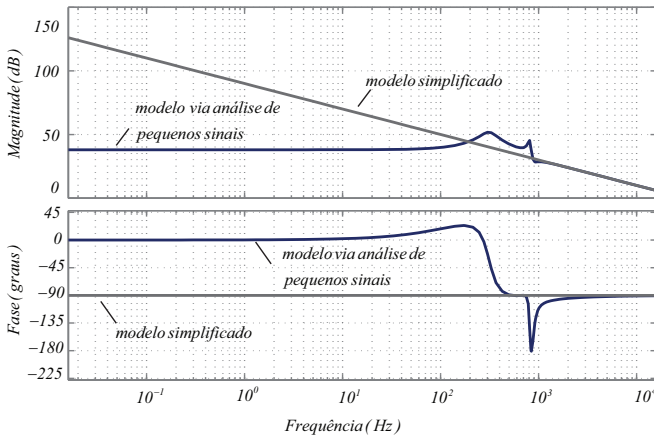


Figura 7.3 – Diagrama de Bode da planta usada na malha de corrente.

É importante destacar, principalmente no que se refere à simplificação da função de transferência utilizada no controle, que as correntes nos indutores L_1 e L_2 em módulo são proporcionais entre si por um fator ' k '. Para ilustrar essa afirmação, a Figura 7.4 apresenta o diagrama de Bode das Funções de Transferências das correntes nos indutores. O gráfico de módulo, apresenta as correntes de forma semelhante, conforme o fator k , exceto entre as frequências de 600 a 1kHz. O gráfico de fase das correntes, apesar de apresentar curvas distintas para altas frequências, possuem mesmo significado, já que diferem 360° graus.

A simulação do conversor no realizada no *software* PSIM utilizando a ferramenta AC Sweep.

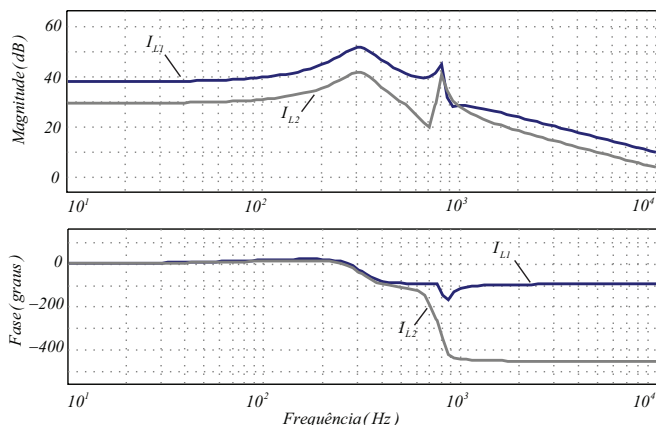


Figura 7.4 – Diagrama de Bode das Funções de Transferência das correntes nos indutores L_1 ($i_{L1}(s)/d(s)$) e L_2 ($i_{L2}(s)/d(s)$).

A faixa de operação do controle é então dada por: $f_s/10 = 5kHz$. Nesta frequência a diferença entre as magnitudes de L_1 e L_2 é apenas $20\log 2 = 6db$, o que comprova que a malha intermediária para o controle da corrente em L_2 é apenas um fator de 2 do valor determinado para o indutor L_1 . A fase de $L1 = 90^\circ$ e $L2 = 450^\circ - 360^\circ = 90^\circ$.

Novamente, utilizando a função de transferência apresentada na matriz dada na Equação 7.20, pode-se obter via Matlab, o gráfico de Bode que define a função de transferência da tensão de saída V_0 pela razão cíclica D , [53]. Na Figura 7.5, pode-se observar a resposta em frequência da malha de tensão obtida via análise de pequenos sinais por espaço de estado, em comparação com a resposta em frequência obtida através da simulação do circuito utilizando a ferramenta ACSweep no PSIM. Esse resultado possui grande semelhança na resposta em frequência das duas curvas analisadas, validando assim o modelo desenvolvido. Na Figura 7.5 a comparação entre o modelo via análise de pequenos sinais por espaço de estado está mostrada por um traçado contínuo e a simulação do PSIM (ACSweep) está mostrada por um traçado pontilhado. A variação de fase de 0° a 630° é idêntica a fase do Conversor Boost Convencional (-90°), menos a adição de duas voltas no círculo trigonométrico ($630^\circ - 720^\circ = -90^\circ$).

Da mesma maneira que ocorre para as correntes nos indutores,

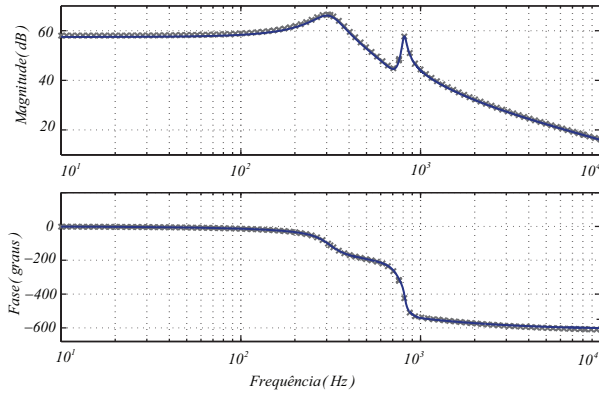


Figura 7.5 – Diagrama de Bode Função de Transferência da planta usada na malha de tensão.

as tensões nos capacitores também são proporcionais entre si por um fator ' k '. A Figura 7.6 apresenta o diagrama de Bode das tensões nos capacitores intermediários V_C e de saída V_{C0} , obtidos através da ferramenta ACSweep no PSIM. O gráfico de fase apesar de apresentar curvas distintas para altas frequências, possuem o mesmo significado já que diferem em 360° .

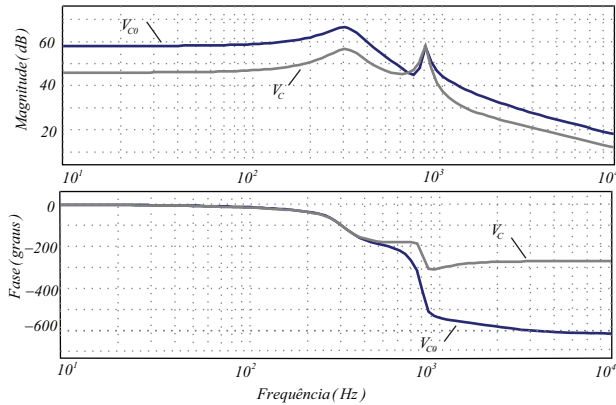


Figura 7.6 – Diagrama de Bode da Funções de Transferência das tensões nos capacitores intermediários V_C e de saída V_{C01} .

7.3 Controle do Conversor

Desejando que o conversor seja capaz de rejeitar variação na tensão de saída e os picos de corrente nos instantes em que há variação de carga, projeta-se os controladores para as malhas de corrente e tensão.

O projeto dos controladores é realizado com base na resposta em frequência das funções de transferência de malha aberta obtidas via modelo por espaço de estado.

7.3.1 Controle das Correntes nos Indutores

Após a obtenção das Funções de Transferência das correntes nos indutores L_1 e L_2 , projeta-se o controlador. Considerando a simetria do conversor, ou seja, o comportamento das variáveis nos componentes da parte superior da topologia é idêntico à parte inferior. Dessa forma, controlando I_{L1} e I_{L2} as correntes I_{L3} e I_{L4} não necessitam de controle, já que $I_{L1} = I_{L4}$ e $I_{L2} = I_{L3}$.

Conforme apresentado na Figura 7.4 a corrente no indutor L_2 é proporcional a corrente no indutor L_1 , assim através da análise das correntes médias, nos componentes da parte superior do conversor, pode-se provar que a corrente de saída depende apenas da corrente no indutor L_1 e da corrente no interruptor S_1 . Por essa razão o controle da corrente em L_2 pode ser dispensado, conforme mostrado a seguir.

Análise das Correntes Médias:

$$I_{D2} = I_{C01} + I_0 \quad (7.22)$$

Sendo:

$$I_{C01} = 0 \quad \rightarrow \quad I_{D2} = I_0 \quad (7.23)$$

$$I_{D3} + I_{L2} = I_{S1} + I_{D2} \quad (7.24)$$

como $I_{D2} = I_0$, tem-se:

$$I_0 = I_{D3} + I_{L2} - I_{S1} \quad (7.25)$$

A corrente média na entrada é dada por:

$$I_{ent} = I_{L1} = I_{D1} + I_{D3} \quad (7.26)$$

Assim:

$$I_{D3} = I_{ent} - I_{D1} \quad (7.27)$$

Sendo:

$$I_{D1} = I_{C1} + I_{L2} \quad (7.28)$$

onde: $I_{C1} = 0$, logo:

$$I_{D1} = I_{L2} \quad (7.29)$$

Substituindo a Equação 7.27 em 7.26, tem-se:

$$I_0 = I_{ent} - I_{D1} + I_{L2} - I_{S1} \quad (7.30)$$

Finalmente, substituindo 7.29 em 7.30, obtém-se:

$$I_0 = I_{ent} - I_{S1} \quad (7.31)$$

como $I_{ent} = I_{L1}$, pode-se escrever que:

$$I_0 = I_{L1} - I_{S1} \quad (7.32)$$

Portanto, o controle da corrente de saída pode ser realizado sem controlar I_{L2} , conforme comprovado nos resultados experimentais no capítulo 8.

Controlador de Corrente:

Para o controle da malha interna de corrente, o controlador linear utilizado é do tipo proporcional integral procurando obter erro nulo em regime permanente. O diagrama de blocos que representa a malha interna de corrente está apresentado na Figura 7.7.

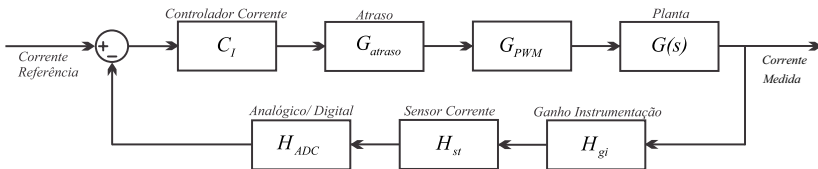


Figura 7.7 – Diagrama de blocos da malha interna de corrente.

Baseado na Figura 7.7, os blocos e suas respectivas funções de transferência são representados individualmente.

Atraso de Processamento:

Para o cálculo do atraso de processamento são considerados os efeitos do modulador PWM, no qual o sinal triangular da portadora e o sinal de controle variam continuamente no tempo. Dessa forma, a comparação desses dois sinais deve ser instantânea no controle analógico. No controle digital a variável de controle é determinada pelo processador, onde os valores de razão cíclica são atualizados, neste caso, optou-se por duas amostragens a cada período da portadora. O período de amostragem T_a , é nesse caso metade do período de comutação T_s , ou seja, a frequência de amostragem f_a , é o dobro da frequência de comutação f_s .

O atraso total resultante é dado pela soma do atraso do ZOH (responsável pela amostragem e retenção do sinal digital), e o atraso computacional, totalizando um período e meio de amostragem.

$$atraso = e^{-\frac{3}{2}T_a s} \quad (7.33)$$

Considerando a aproximação de Padê de 1ª ordem, obtém-se:

$$atraso = \frac{1 - \frac{3}{4}T_a \cdot s}{1 + \frac{3}{4}T_a \cdot s} \quad (7.34)$$

onde: $T_a = \frac{1}{2}T_s$, ou ainda $f_a = 2 \cdot f_s$

Modulador PWM:

O modelo do modulador PWM é dado pelo valor máximo de excursão do sinal do conversor analógico digital (AD_{max}) dividido por um valor que representa o pico da portadora triangular, ou seja, a divisão da frequência do FPGA (f_{FPGA}) pela frequência de amostragem, ($f_a = 2 \cdot f_s$). A Figura 7.8 ilustra o modelo do modulador PWM.

$$G_{PWM} = \frac{AD_{max}}{\frac{f_{FPGA}}{2 \cdot f_s}} \quad (7.35)$$

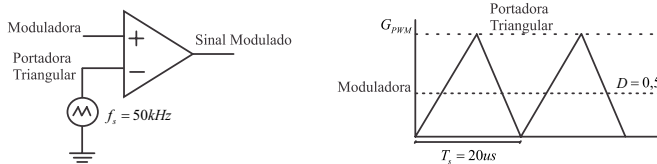


Figura 7.8 – Ilustração do Modulador PWM.

Ganho do Sensor de Corrente:

O ganho do condicionamento de corrente é dado pelo produto do ganho do sensor com o ganho da instrumentação. Sendo I_{maxL1} o valor máximo de corrente no indutor, o ganho do sensor de corrente é dado pelo *datasheet* do fabricante do sensor utilizado nos testes experimentais, que no caso foi utilizado o sensor de corrente LTSR-25-NP da LEM. Para obter o valor de corrente requerido para o controle, além do sensor de corrente é necessário um circuito de instrumentação. O ganho do sensor e o ganho da instrumentação são dados pela Equação 7.36, esse valor foi projetado para que a tensão de saída do circuito de instrumentação seja $V_{saida} = 2V$, para a tensão de entrada dada por: $V_{entrada} = 0,5V$, para a corrente nominal. A Figura 7.9, apresenta o ganho do circuito do condicionamento de corrente. No circuito de instrumentação foi utilizado um filtro passa baixa de 1ª ordem com frequência de corte: $f_{corte} = f_s/2 = 25kHz$.

$$H_{sensor} \cdot H_{inst} = 0,05 \cdot 4 = 0,2 \quad (7.36)$$

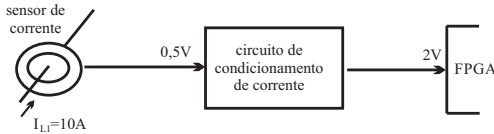


Figura 7.9 – Ilustração bloco do circuito do condicionamento de corrente.

Ganho do Conversor Analógico Digital (ADC):

O ganho do ADC é representado pelo número de níveis discretos do ADC, dividido pelo valor máximo de excursão do ADC, dado por:

$$H_{ADC} = \frac{2^n - 1}{ADC_{max}} \quad (7.37)$$

onde: $n = 12$.

Porém, como o controle será feito em ponto fixo, logo:

$$H_{ADC} = \frac{1}{ADC_{max}} \quad (7.38)$$

Modelo da Planta do Conversor:

A função de transferência da planta para controlar a corrente

no indutor L_1 é obtida através da corrente no indutor i_{L1} em função da razão cíclica d . Conforme mostrado na Figura 7.3 o modelo da planta de corrente via análise de pequenos sinais por espaço de estado é semelhante ao modelo da planta simplificada do Conversor Boost convencional para altas frequências. Dessa forma, é possível representar a planta de corrente através do modelo simplificado, como apresentado na Equação 7.39.

$$G_{iL1} = \frac{\hat{i}_{L1}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_0}{L_1 \cdot s} \quad (7.39)$$

Função de Transferência de Laço Aberto da Malha de Corrente:

A partir da Figura 7.7, a função de transferência de cada bloco foi desenvolvida. Unindo essas equações pode-se então determinar a função de transferência de laço aberto, conforme mostrado na Equação 7.40:

$$FTLA(s) = G(s) \cdot G_{atraso} \cdot G_{PWM} \cdot H_{sensor_cor} \cdot H_{ADC} \quad (7.40)$$

Projeto do Compensador da Malha de Corrente:

Com a função de transferência de laço aberta determinada, projeta-se um compensador PI com filtro passa baixa para atuar como compensador de corrente, atendendo as seguintes especificações: Quanto maior o zero do compensador (z_c), mais rápida é a resposta transitória. Contudo, a margem de fase diminui, aproximando o sistema da instabilidade. O pólo do compensador (p_c) serve para reduzir o efeito da frequência de comutação na malha de corrente. Usualmente, é posicionado na metade de frequência de comutação. O ganho do compensador é estabelecido de forma a garantir a frequência de cruzamento por zero especificada (usualmente limitada em uma década abaixo da frequência de comutação). A Equação 7.41, apresenta o compensador de corrente projetado, [51]:

$$C_i(s) = k_{pi} \frac{s + z_c}{s \cdot (s + p_c)} \quad (7.41)$$

Para atender as especificações foram adotados os seguintes valores para o projeto:

- p_c = pólo (PI) na metade da frequência de chaveamento ($\omega_{polo} =$

$$\omega_s/2 = 2\pi \cdot 25 \text{ kHz};$$

- " z_c = zero (PI) uma década abaixo da frequência de cruzamento, que é uma década abaixo da frequência de comutação ($\omega_{zero} = \omega_s/100 = 2\pi \cdot 500 \text{ Hz}$);
- " k_{pi} = o ganho do compensador foi projetado para que o sistema apresente uma margem de fase baixa (maior que 45° e menor que 90°), na frequência de cruzamento ($f_{cruzamento} = f_s/10$).

A Figura 7.10 mostra o projeto da Função de Transferência de Laço Aberto (FTLA) da malha interna de corrente:

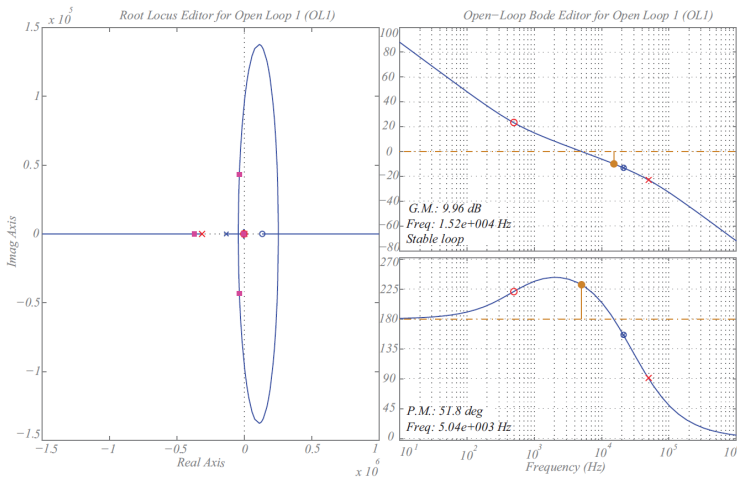


Figura 7.10 – FTLA da malha interna de corrente.

7.3.2 Controle das Tensões nos Capacitores Intermediários e de Saída

Após a modelagem das tensões do conversor em função da razão cíclica, projeta-se o controlador de tensão. Conforme apresentado na Figura 7.6 as tensões nos capacitores intermediários e nos capacitores de saída são proporcionais por um fator k . Além disso, pode-se observar nas formas de onda para (MCC), apresentada nas Figuras 6.3 e 6.4, que a tensão média nos interruptores S_1 e S_2 são proporcionais a tensão

de saída V_0 , ou seja o valor médio da tensão no interruptor S_1 é dado por:

$$\langle V_{S1} \rangle = D \cdot V_{S1 \max} \quad (7.42)$$

$$\langle V_{S1} \rangle = D \cdot \frac{V_0}{2} \quad (7.43)$$

Analisando a malha que contém o capacitor C_1 , o indutor L_2 e o interruptor S_1 , obtém-se:

$$\langle V_{C1} \rangle = \langle V_{L2} \rangle + \langle V_{S1} \rangle \quad (7.44)$$

onde: $\langle V_{L2} \rangle = 0$

$$\langle V_{C1} \rangle = D \cdot \frac{V_0}{2} \quad (7.45)$$

Como a tensão média no indutor L_2 é nula, a tensão média no capacitor C_1 é igual a tensão média do interruptor S_1 . A mesma análise pode ser realizada para o capacitor C_2 .

Portanto, controlando a tensão de saída V_0 , as tensões nos capacitores intermediários são controladas naturalmente, pois são proporcionais à tensão de saída V_0 .

Controlador de Tensão:

No controle do conversor uma malha externa de tensão é incluída para modificar a amplitude da referência de corrente, de acordo com a carga, e assim regular a tensão de saída. Para isso a malha de tensão deve ter um elevado ganho CC. Contudo, não deve possuir uma elevada banda passante para não distorcer a referência de corrente. A Figura 7.11 apresenta o esquemático do controle de tensão e corrente aplicado ao Conversor.

O diagrama de blocos que representa a malha externa de tensão está apresentado na Figura 7.12. Baseado nessa Figura, os blocos e suas respectivas funções de transferência são representados individualmente.

Atraso de Processamento:

O cálculo do atraso de processamento desenvolvido anteriormente para a malha de corrente pode ser aplicado para a malha de tensão. Nesse caso, novamente o atraso total resultante é dado pela soma do atraso do ZOH e o atraso computacional totalizando um período e meio de amostragem.

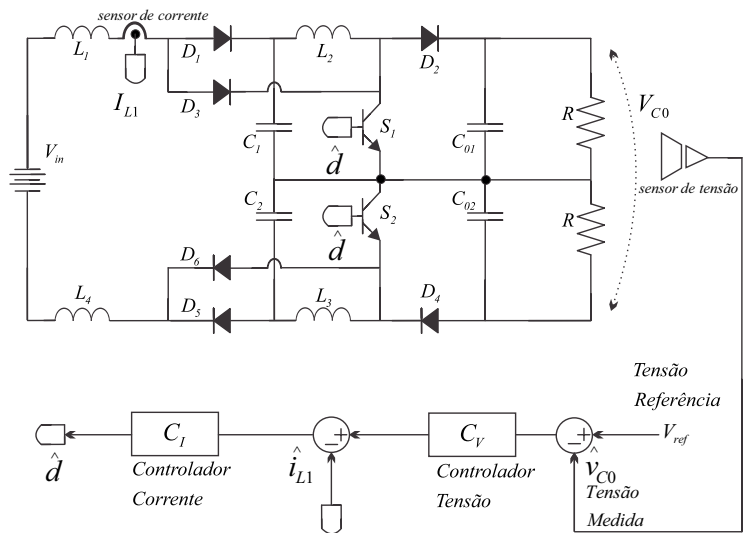


Figura 7.11 – Diagrama de blocos da malha de tensão e da malha de corrente aplicado ao Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto.

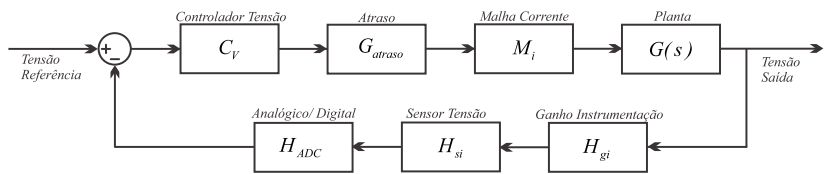


Figura 7.12 – Diagrama de blocos da malha externa de tensão.

Considerando a aproximação de Padê de 1ª ordem, obtém-se novamente:

$$atraso = \frac{1 - \frac{3}{4}T_a \cdot s}{1 + \frac{3}{4}T_a \cdot s} \quad (7.46)$$

onde: $T_a = \frac{1}{2}T_s$, ou ainda $f_a = 2 \cdot f_s$

Malha Interna de Corrente:

No projeto do compensador da malha externa de tensão considera-se a malha interna de corrente muito mais rápida que a malha de tensão, por isso costuma-se representar a malha de corrente por apenas um bloco no diagrama de blocos. A função de transferência do bloco de corrente, para baixas frequências é dado pela seguinte aproximação, [60]:

$$M_i = \frac{1}{H_i} \quad (7.47)$$

onde: $H_i = H_{si} + H_{gi}$, é o ganho do sensor de corrente formado pelo ganho do sensor propriamente dito somado ao ganho da instrumentação.

Porém, para ilustrar o bloco de corrente mostrado na Figura 7.12, consideramos na Figura 7.13 todos os blocos que compõem a malha interna de corrente.

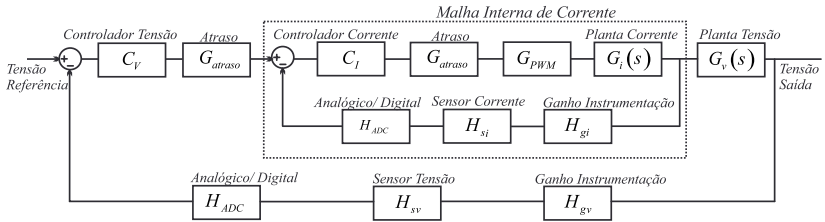


Figura 7.13 – Diagrama de blocos da malha de corrente interna à malha de tensão.

Ganho do Sensor de Tensão:

O ganho do condicionamento de tensão é dado pelo produto do ganho do sensor com o ganho da instrumentação. Para determinar o ganho do sensor, deve-se considerar o *datasheet* do fabricante do sensor de tensão utilizado. Neste caso o modelo do sensor utilizado foi o LV-

25-NP da LEM. Este sensor possui como principais características:

- Tensão nominal de entrada $V_{PN} = 10...500V$;
- Saída em corrente;
- Taxa de conversão em corrente: 2500:1000;
- Alimentação simétrica $\pm 12V$ ou $\pm 15V$;
- Corrente primária $I_{PN} = 10mA$;
- Corrente primária $I_{SN} = 25mA$;

Com as características do sensor apresentadas, determinou-se o ganho da instrumentação para a tensão especificada, regulada na saída. O ganho do sensor e o ganho da instrumentação são dados pela Equação 7.48. A Figura 7.14, apresenta o circuito de condicionamento de tensão. No circuito de instrumentação foi utilizado um filtro passa baixa de 1ª ordem com frequência de corte sendo metade da frequência de chaveamento. Apesar de existir ruídos de modo comum no circuito, não se fez necessário usar amplificadores à diferença.

$$H_{sv}.H_{gv} = 0,005 \quad (7.48)$$

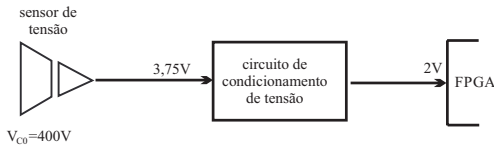


Figura 7.14 – Ilustração bloco do circuito de condicionamento de tensão.

Ganho do Conversor Analógico Digital (ADC):

Da mesma maneira do ganho do ADC de corrente, o ganho do ADC de tensão é representado pelo número de níveis discretos do ADC, dividido pelo valor máximo de excursão do ADC, dado por:

$$H_{ADC} = \frac{2^n - 1}{ADC_{\max}} \quad (7.49)$$

onde: $n = 12$.

Porém, novamente como o controle é feito em ponto fixo, tem-se:

$$H_{ADC} = \frac{1}{ADC_{\max}} \quad (7.50)$$

Modelo da Planta de Tensão do Conversor:

A Função de Transferência que relaciona a tensão de saída do conversor com a corrente no indutor, está apresentada na Equação 7.51. O modelo simplificado leva em consideração a resistência e a capacitância de saída, além da razão cíclica do conversor.

$$G_{V_0} = \frac{\hat{v}_0(s)}{\hat{i}_L(s)} = R \cdot D_{med} \cdot \frac{1}{R \cdot C \cdot s + 1} \quad (7.51)$$

onde: $D_{med} = \frac{2}{\pi} \cdot D$.

Função de Transferência de Laço Aberto de Tensão:

A partir da Figura 7.12, a função de transferência de cada bloco foi desenvolvida. Unindo essas equações pode-se então determinar a função de transferência de laço aberto da malha de tensão, conforme mostrado na Equação 7.52:

$$FTLA_v(s) = G(s) \cdot G_{atraso} \cdot M_i \cdot H_v \cdot H_{ADC} \quad (7.52)$$

Projeto do Compensador de Tensão:

Um compensador do tipo proporcional integral (PI) também é empregado para a malha de tensão, obtendo sinal com erro nulo em regime permanente. Em sistemas de primeira ordem, é usual posicionar o zero do compensador PI sobre o pólo da planta, cancelando-o. Assim, o sistema realimentado apresenta um comportamento de primeira ordem.

O ganho do compensador é estabelecido de forma a garantir a frequência de cruzamento por zero especificada, neste caso em torno de 30Hz. Normalmente a frequência de cruzamento da malha de tensão em conversores CC-CC, está relacionada a frequência da corrente pulsada drenada pela carga, caso seja usado um inversor como carga. Como essa corrente pulsada é de 120Hz, é optado que a frequência de cruzamento da malha de tensão seja se 1/4 do valor dessa frequência. A Equação 7.53, apresenta o compensador de tensão projetado:

$$C_v(s) = k_{pi} \frac{s + z_{cv}}{s} \quad (7.53)$$

A Figura 7.15 mostra o projeto da Função de Transferência de

Laço Aberto (FTLA) da malha externa de tensão do conversor:

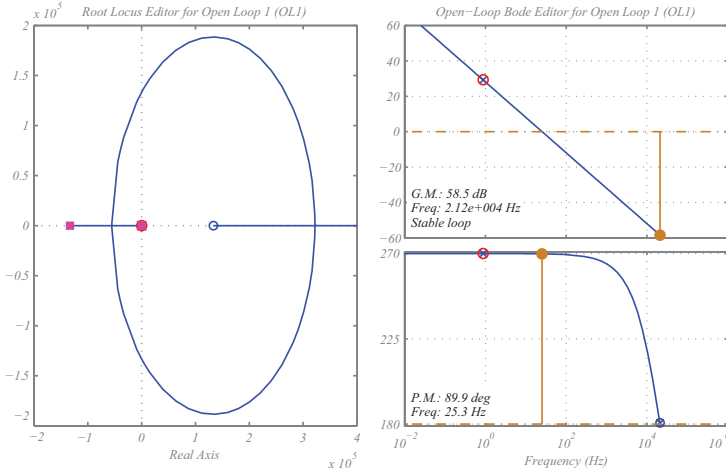


Figura 7.15 – FTLA da malha externa de tensão.

7.3.3 Controle Digital do Conversor

Repetindo os resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto com o controle digital, para digitalizar as funções de transferências de laço aberto das malhas de tensão e corrente, foi utilizado o método "Tustin", utilizando o comando "c2d" nas funções de transferência de laço aberto na forma contínua, no *software* Matlab. A função de transferência discreta é dada pela equação à diferenças, na forma:

$$FT_discreto = \frac{B0.erro(k) + B1.erro(k-1) + B2.erro(k-2)}{A0.pwm(k) + A1.pwm(k-1) + A2.pwm(k-2)} \quad (7.54)$$

onde: $u(\text{entrada}) = \text{erro}$, $y(\text{saída}) = \text{pwm}$

Fazendo então o coeficiente $A0=1$, a saída dos controladores é dada por:

$$\begin{aligned}
pwm_atual = & B0.erro(k) + B1.erro(k-1) + B2.erro(k-2) \\
& - A1.pwm(k-1) - A2.pwm(k-2)
\end{aligned}
\tag{7.55}$$

Além da conversão analógico digital, exemplificada pelo bloco de conversão AD, é inserido o bloco ZOH (*Sample Order Hold*), responsável pela amostragem digital do sinal. A frequência de amostragem do bloco ZOH é $f_a = 2.f_s$. Para o bloco de conversão analógico digital (AD), especificamos os dados de entrada $V_{in_min} = 0V$, $V_{in_max} = 2,56V$, e os dados de saída do AD $V_{0_min} = 0V$ e $V_{0_max} = 4095V$. Esses valores foram especificados com base no FPGA Smart Fusion utilizado nos testes experimentais.

7.3.4 Resultados de Simulação

Após desenvolver o modelo e o controle do conversor, são apresentados os resultados de simulação do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto. A Tabela 15 apresenta os parâmetros utilizados na simulação do conversor, esses parâmetros são os mesmos utilizados para o conversor operando em malha aberta. A modulação utilizada na simulação foi a PWM convencional, apenas com a comparação da referência contínua com a portadora triangular. Para tornar mais rápida a simulação e por não ser o foco da análise, optou-se por iniciar a simulação com os capacitores carregados, diminuindo assim o tempo inicial de estabilização. Tendo em vista que os degraus de carga analisados não sofreriam nenhuma modificação em razão dessa escolha.

A Figura 7.16 mostra a tensão de saída regulada em 400V, com degrau de carga de 50%, nos instantes 0,7s e 1s.

A corrente de entrada no indutor i_{L1} , com degrau de carga de 50% nos instantes 0,7s e 1s, está mostrado na Figura 7.17. A ondulação de corrente no indutor i_{L1} foi projetada para 10% da corrente máxima no indutor.

Com o intuito de caracterizar a estrutura como um conversor de ponto médio, o conversor possui dois capacitores na saída, C_{01} e C_{02} que regulam a tensão nas chaves V_{S1} e V_{S2} . Como o sistema encontra-se equilibrado, a tensão em cada capacitor é regulada para ser a metade da tensão total na saída, ou seja, 200V. Com o sistema equilibrado, as correntes nos interruptores S_1 e S_2 possuem o mesmo valor, o que torna nula a corrente de neutro. As correntes nos capacitores intermediários e no capacitores de saída diferem apenas por um fator ' k ' multiplicativo,

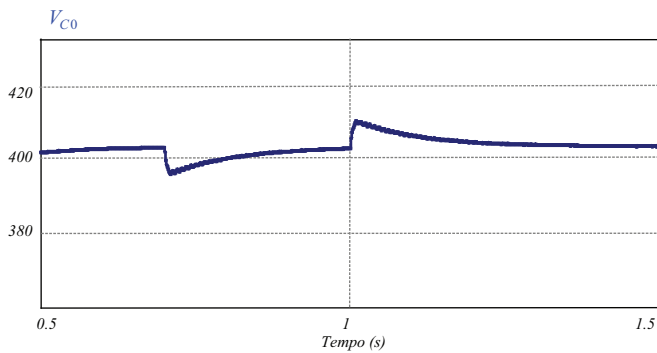


Figura 7.16 – Tensão de saída, com degrau de carga nos instantes 0,7s e 1s.

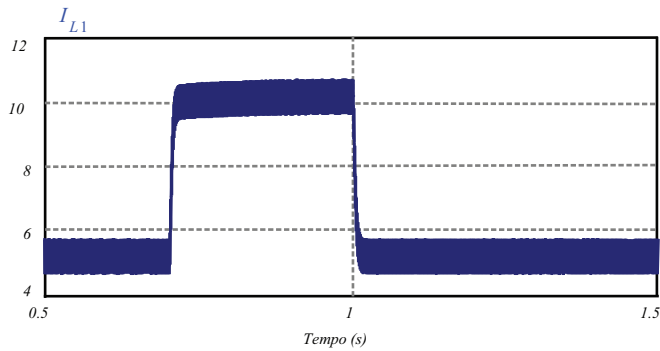


Figura 7.17 – Corrente de entrada no indutor i_{L1} , com degrau de carga nos instantes 0,7s e 1s.

essa equivalência simplifica significativamente a análise e projeto do compensadores de corrente.

Os resultados de simulação da tensão de saída regulada em $V_0 = 400V$, mostram a regulação dos picos de corrente na entrada nos instantes de variação de carga.

7.4 Balanço de Tensão dos Capacitores de Saída

O Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto possui como principal característica elevado ganho estático com reduzida tensão nas chaves, porém esse conversor torna-se interessante também para algumas aplicações onde necessita-se barramento CC na saída com ponto médio. O ponto médio além de reduzir a tensão nos interruptores, possibilita o emprego do conversor em aplicações que requer multi-portas na saída.

A corrente média no ponto médio pode ser controlada independente do controle da corrente de entrada. Do ponto de vista da corrente de entrada os estados topológicos são redundantes, mas não redundantes para a corrente no ponto médio.

Por se tratar de um conversor multi-portas, este conversor pode ser utilizado para acoplar qualquer carga que necessite de um barramento total de tensão e ainda necessite de tensões com metade da tensão total do barramento. Outra aplicação seria um painel fotovoltaico conectado na entrada desse conversor e na saída, um inversor NPC, ou qualquer inversor com ponto médio para a conexão entre a saída do conversor CC e a rede.

A técnica do balanço de tensão, com malha de tensão compartilhada, utiliza para o controle da corrente no ponto médio, uma malha de tensão comum para ambos as tensões de saída e uma malha de controle de tensão responsável por manter as tensões da saída balanceadas. Similar ao controle independente, o controle da malha de tensão compartilhada utiliza o mesmo método para a corrente média instantânea. As malhas de controle de corrente são idênticas ao controle com malhas independentes, utilizando uma malha interna de corrente e uma malha externa de tensão, conforme já descrito anteriormente.

O controle do balanço das tensões nos capacitores de saída consiste em rejeitar pequenas variações na tensão de saída, para que não sobrecarregue um dos capacitores com a tensão total do barramento enquanto a tensão do outro capacitor assume valor nulo. Além disso, a corrente na entrada não deve ser alterada. Neste controle a corrente

no ponto médio é responsável pelo equilíbrio de carga nos capacitores, carregando ou descarregando. Nos casos em que a diferença de carga for significativa, a corrente de entrada irá mudar nos transitórios até que o controle restabeleça a tensão nos capacitores.

A principal diferença entre a técnica da malha de tensão e corrente com malhas independentes com a técnica da malha de tensão compartilhada, é que esta última utiliza uma malha para o controle da tensão total do conversor (atuando em S_1), e uma segunda malha de controle de tensão que atua no interruptor S_2 com o propósito de garantir o equilíbrio da tensão nos capacitores de saída. Na Figura 7.18 é apresentado o esquema das malhas de controle de tensão, [61].

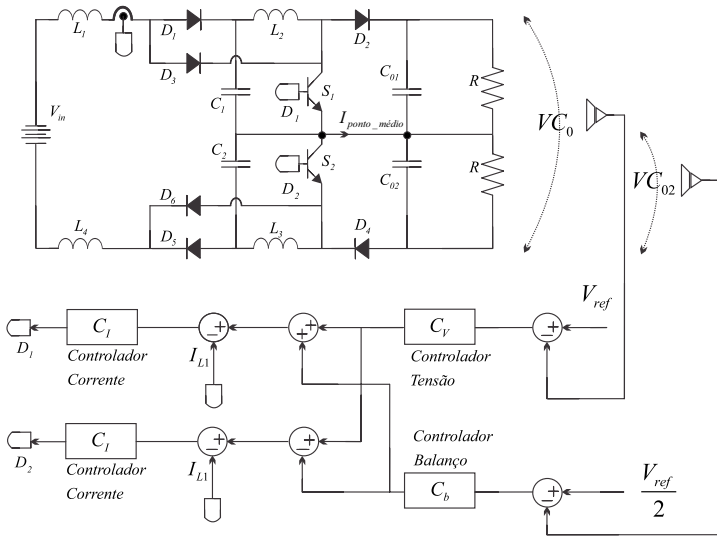


Figura 7.18 – Esquemático do Conversor Duplo Boost Quadrático Proposto com balanço da tensão dos capacitores de saída.

onde:

V_{C0} - tensão de saída total;

V_{C01} - tensão de saída do capacitor C_{01} ;

V_{ref} - tensão de referência comparada com o sinal de saída vezes o ganho do sensor de tensão;

C_v - controlador da malha de tensão comum;

C_b - controlador da malha de equilíbrio da tensão do ponto médio (balanço dos capacitores);

C_i - controlador das malhas de corrente.

A malha de tensão comum tem como principal função proporcionar uma resposta mais rápida frente a perturbação de carga. Para isso faz uso da característica de que a tensão total de saída não apresenta elevada ondulação.

A malha de tensão que regula o ponto médio deve possuir uma dinâmica relativamente lenta, com frequência de corte muito inferior a frequência de corte da malha de tensão comum. Portanto, essa malha de tensão é muito mais lenta, em torno de dez vezes, que a malha de tensão comum. A função de transferência necessária para o controle da tensão no ponto médio é dada pela Equação 7.56:

$$G_{V_{C01}} = \frac{V_{C01}(s)}{i_L(s)} = \frac{R}{2} \cdot D_{med} \cdot \frac{1}{\frac{R}{2} \cdot C_{01} \cdot s + 1} \quad (7.56)$$

onde: $D_{med} = \frac{2}{\pi} \cdot D$.

7.4.1 Resultados de Simulação

As Figuras 7.19, 7.20 e 7.21 apresentam os resultados de simulação da tensão total na saída, das tensões balanceadas dos capacitores e a corrente de entrada, respectivamente. As cargas foram desbalanceadas em 20% seus valores nominais.

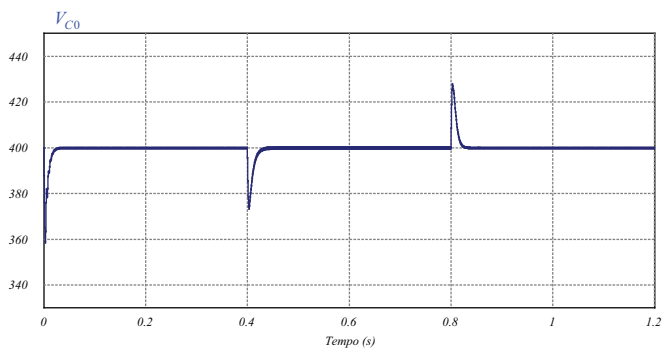


Figura 7.19 – Tensão total de saída do conversor com balanço de carga.

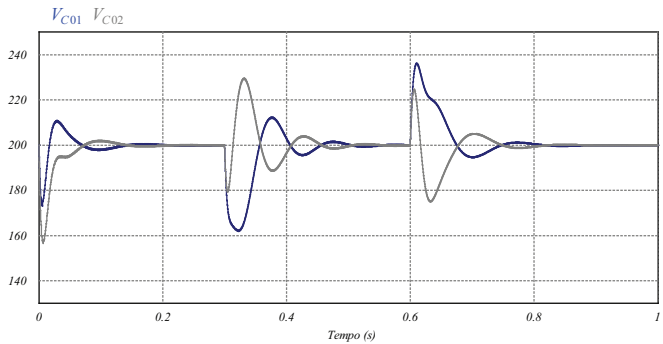


Figura 7.20 – Tensões nos capacitores de saída V_{C01} e V_{C02} com balanço de carga.

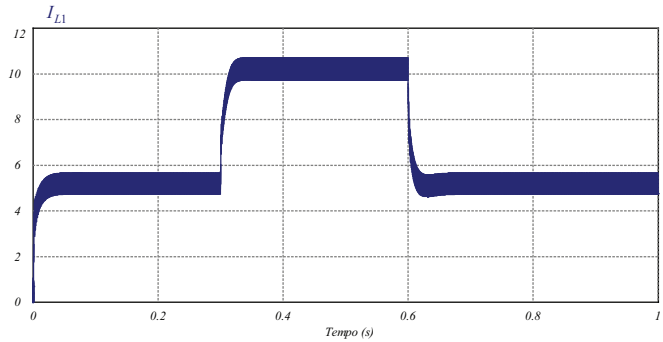


Figura 7.21 – Corrente no indutor L_1 , com equilíbrio da tensão dos capacitores de saída.

Quando o conversor possui equilíbrio de carga, a corrente no ponto médio é nula. Porém, nos casos em que as cargas são desequilibradas a corrente de neutro é responsável pelo equilíbrio das tensões da saída. Lembrando ainda que, a corrente de entrada não interfere no controle da corrente de neutro para o balanço dos capacitores, pois conforme ilustrado na Figura 7.21, a corrente de entrada só varia nos instantes de variação total de carga. Nas Figuras 7.22 e 7.23 são apresentadas a corrente no ponto médio e as tensões nos interruptores S_1 e S_2 .

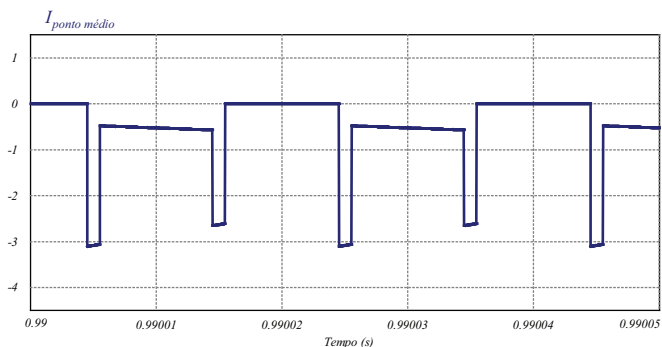


Figura 7.22 – Corrente no ponto médio com equilíbrio da tensão dos capacitores de saída.

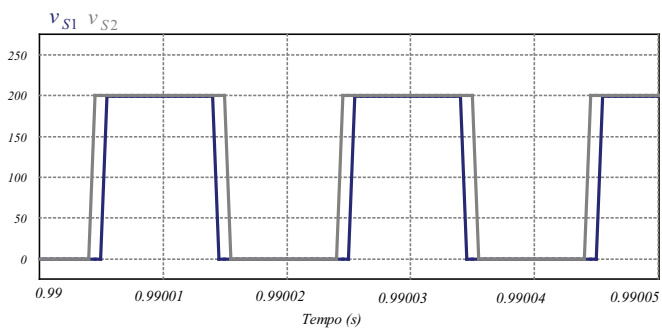


Figura 7.23 – Tensão nos interruptores v_{S1} e v_{S2} .

7.5 Conclusão

O modelo dinâmico e o controle do conversor foram apresentados nesse capítulo. Comparando as funções de transferência por espaço de estado com os modelos simplificados obteve-se resultados semelhantes. Essa semelhança entre os modelos das plantas simplifica o projeto dos controladores PI, projetados para as malhas de corrente e tensão do conversor. Para garantir o equilíbrio de tensão dos capacitores de saída, a técnica do controle de tensão com malha compartilhada foi empregada. Os resultados de simulação comprovam o modelo matemático e o controle desenvolvidos.

8 Resultados Experimentais do Conversor Duplo Boost Quadrático

8.1 Introdução

Nesse capítulo são apresentados os resultados experimentais do protótipo construído em laboratório do Conversor Duplo Boost Quadrático. O protótipo foi testado com tensão nominal, ou seja $V_{in} = 100V$. A resistência de carga utilizada nos testes foi de $R = 800\Omega$, com degrau de carga de 50%. As especificações utilizadas na implementação do protótipo e as formas de onda do conversor operando em malha aberta são mostrados a seguir.

8.2 Implementação do Conversor

As especificações utilizadas no protótipo estão apresentadas na Tabela 16. O modulador foi implementado no *software* Libero Soc do FPGA Smart Fusion *A2F200M3F – FG484*, conforme já apresentado na implementação do Conversor Duplo Buck Quadrático Puro. Utilizou-se novamente a modulação PWM convencional, gerando um comando único para os interruptores. Na Figura 8.1 está ilustrado novamente o kit de desenvolvimento do SmartFusion. As Figuras 8.2 e 8.3 apresentam o protótipo construído em laboratório.

Com o intuito apenas em testar os conceitos teóricos estudados, na construção do protótipo foram utilizados capacitores eletrolíticos

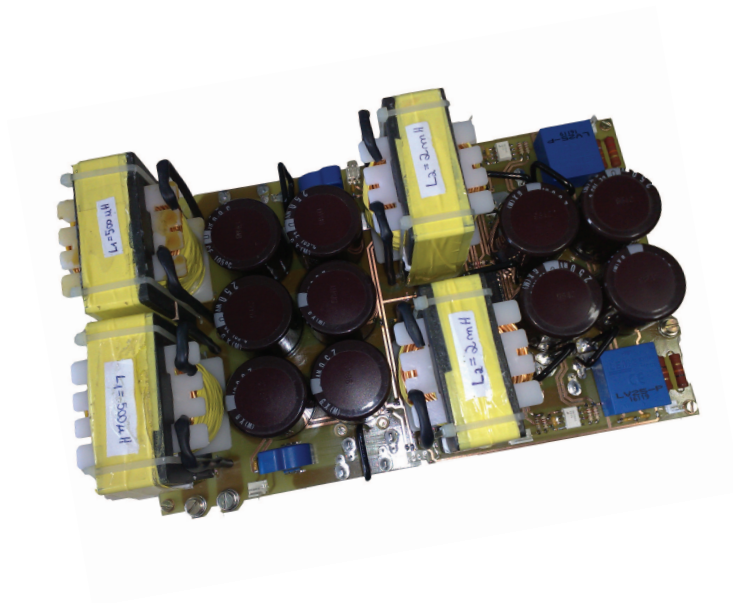


Figura 8.2 – Vista superior do Conversor construído em laboratório.

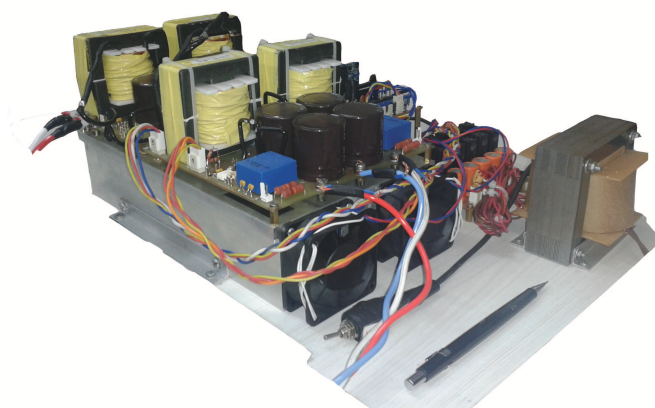


Figura 8.3 – Vista lateral do arranjo do Protótipo construído em laboratório.

8.3 Conversor Operando em Malha Aberta

Os resultados experimentais das principais formas de onda do conversor operando em malha aberta são mostrados a seguir, [3]. As formas de onda foram adquiridas experimentalmente em laboratório com osciloscópio da Tektronix modelo TDS5034B. O esquemático da implementação desse conversor é ilustrado na Figura 8.4. Para o acionamento dos interruptores utilizou-se o FPGA apresentado na seção anterior e o *driver* FOD 3180 fabricado pela Fairchild Semiconductor. O esquemático do circuito completo, conversor, circuito de instrumentação, circuito de comando e fonte auxiliar foi desenvolvido no *software* Altium Design e está apresentado no Anexo D.

A Figura 8.5 apresenta o comando único dos interruptores e as tensões totais de entrada e de saída. Conforme mostrado na análise teórica e nos resultados de simulação, sendo a razão cíclica $D=0,5$, a tensão de saída é quatro vezes maior que a tensão na entrada, o que comprova o ganho estático elevado do conversor.

Na Figura 8.6 estão apresentados as tensões e as correntes nos interruptores S_1 e S_2 . Conforme apresentado nos resultados de simulação as tensões nos interruptores são a metade da tensão total do barramento, o que caracteriza uma grande vantagem desse conversor. As correntes nos interruptores, como mostrado anteriormente para os resultados de simulação, são a soma das correntes dos indutores L_1 e L_2 para a 1ª etapa de operação. Os elevados picos de corrente nos instantes da comutação devem ser desconsiderados por serem apenas ruídos presentes nos testes práticos.

A Figura 8.7 apresenta as tensões e as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Esses resultados são semelhantes aos resultados apresentados na simulação. Seguindo o teorema do balanço volt segundo no indutor, as tensões V_{L1} e V_{L2} possuem valor médio nulo em um período de operação. Como visto no modelo dinâmico do conversor a relação entre as correntes dos indutores L_1 e L_2 é dada por um fator $k = 2$. Por ser um conversor elevador a ondulação de corrente em L_1 é maior do que a ondulação de corrente no indutor L_2 .

A Figura 8.8 apresenta as tensões nos capacitores intermediários V_{C1} e V_{C2} e as tensões nos capacitores de saída V_{C01} e V_{C02} . Esses resultados são semelhantes aos resultados apresentados na simulação. Conforme análise anterior pode-se observar que as tensões V_{C1} e V_{C2} são iguais, da mesma forma que V_{C01} e V_{C02} . Além disso, as tensões nos capacitores intermediários são proporcionais as tensões de saída, como mostrado na Equação 6.6.

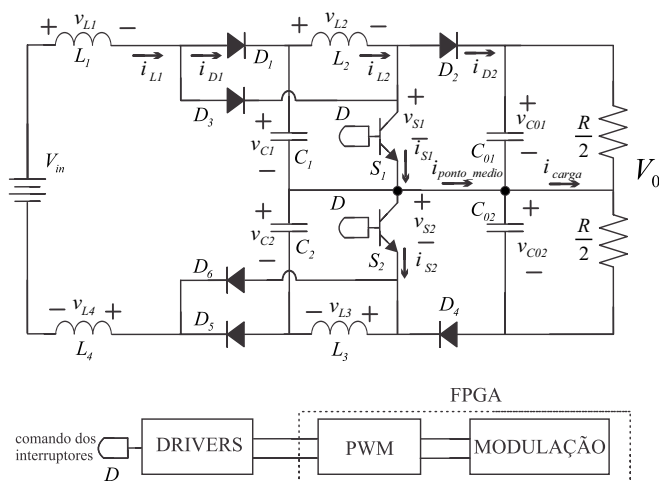
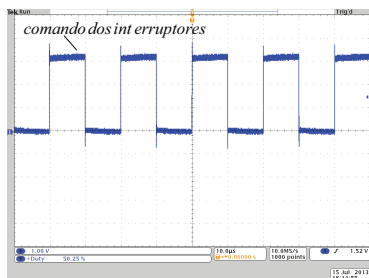
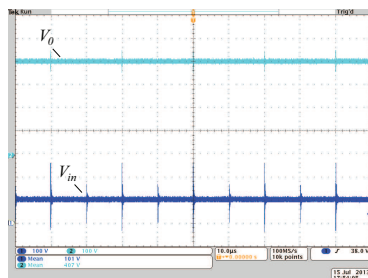


Figura 8.4 – Esquemático da implementação do Conversor Duplo Boost Quadrático.



(a)



(b)

Figura 8.5 – a) Sinal de comando para a comutação dos interruptores, (1v/div., 10µs/div); b) Tensão de entrada ($V_{in} = 100V$) e tensão de saída ($V_0 = 400V$), (100v/div., 10µs/div).

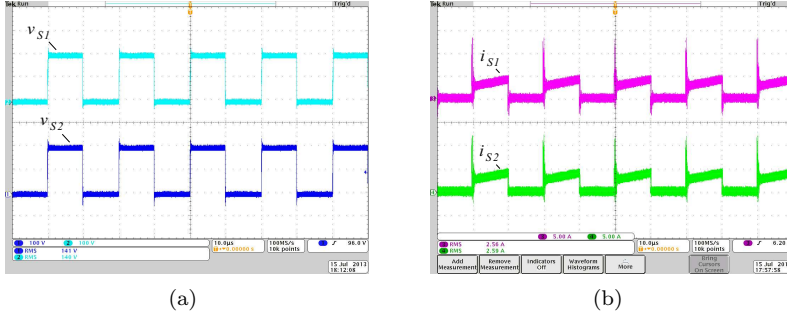


Figura 8.6 – a) Tensões nos interruptores V_{S1} e V_{S2} , (100v/div., 2s/div); b) Correntes nos interruptores I_{S1} e I_{S2} .

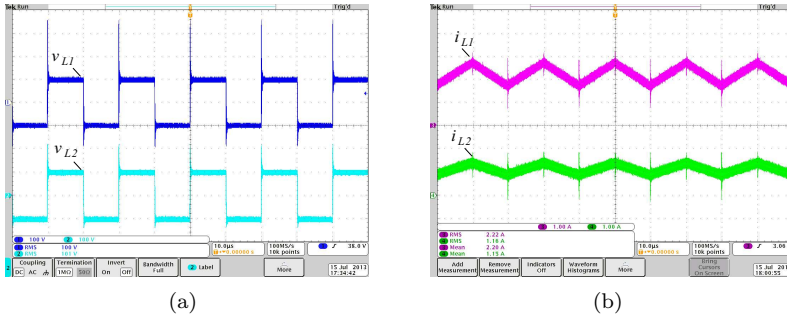


Figura 8.7 – a) Tensões nos indutores V_{L1} e V_{L2} , (100v/div., 10μs/div); b) Correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (5A/div., 10μs/div).

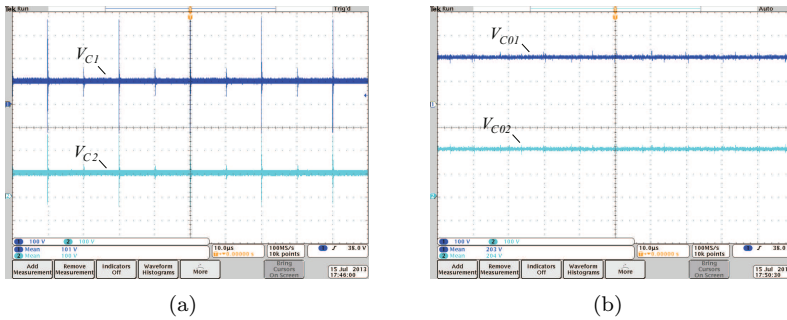


Figura 8.8 – a) Tensão nos capacitores intermediários V_{C1} e V_{C2} ; b) Tensão nos capacitores de saída V_{C01} e V_{C02} .

A Figura 8.9 apresenta as correntes nos diodos D_1 , D_2 e a corrente de ponto médio I_{ponto_medio} . Conforme análise teórica mostrada na Figura 6.4, as correntes nos diodos D_1 e D_2 são iguais as correntes nos indutores L_1 , L_2 respectivamente, para a 2ª etapa de operação do conversor. A corrente de ponto médio nula mostra que as cargas estão equilibradas. Esses resultados são semelhantes aos resultados apresentados na simulação.

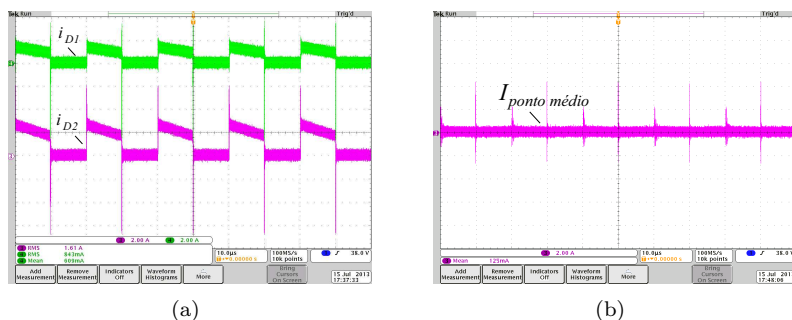


Figura 8.9 – a) Correntes nos diodos I_{D1} e I_{D2} , (100v/div., 10 μ s/div);
 b) Corrente no ponto médio I_{ponto_medio} , (100v/div., 10 μ s/div).

8.4 Conversor Operando em Malha Fechada

O controle em malha fechada é separado em duas etapas: O controle da tensão de saída e o controle da corrente de entrada I_{L1} e da tensão de saída V_0 .

Controle de Tensão - As principais formas de onda estão apresentadas para o controle da tensão de saída V_0 . Na Figura 8.10 (a) a tensão de saída e a corrente de carga estão apresentadas e na Figura 8.10 (b) são mostradas as correntes dos indutores I_{L1} e I_{L2} . Os testes foram realizados para um degrau de carga de 50%. Pode-se observar que, em função das escalas adotadas, não há variação na tensão de saída nos instantes de variação de carga, no caso das escalas serem mostradas em detalhes a variação seria mínima. Analisando as formas de onda de corrente pode-se notar que as correntes de entrada I_{L1} e intermediária I_{L2} , apesar de não possuírem controle de corrente neste caso, apresentam bom comportamento sem sobressinal, oscilações e com ínfimo

tempo de estabilização. A corrente de carga I_{carga} responde instantaneamente nos momentos de variação de carga para manter a tensão V_0 inalterada.

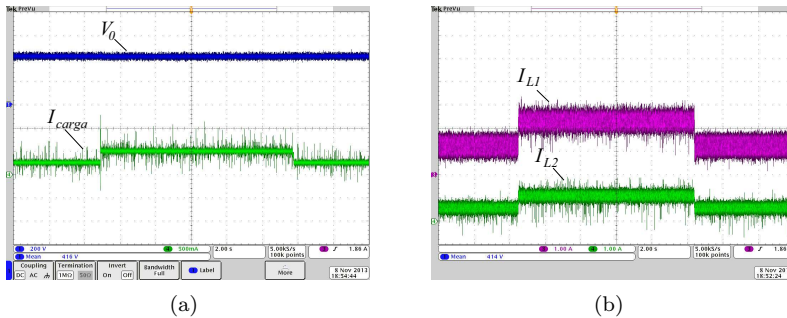


Figura 8.10 – a) Tensão de saída V_0 (200v/div., 2s/div) e corrente de carga I_{carga} (500mA/div., 2s/div); b) Corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (1A/div., 2s/div).

Controle por Corrente Média com Malhas de Corrente e Tensão - Procurando melhorar os resultados com o controle de tensão é aplicado ao conversor o controle por corrente média (average current mode control), que apresenta na sua estrutura uma malha de corrente interna e uma malha de tensão externa. Na Figura 8.11 (a) estão mostradas a tensão de saída e a corrente de carga, e na Figura 8.11 (b) estão mostradas as correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} . A variação de carga aplicada foi de 50%. A tensão de saída apresenta bom comportamento frente às variações de carga, permanecendo com o mesmo valor nesses instantes. Já a corrente de carga variou respondendo a alteração feita na carga, com bom comportamento nesses instantes. As correntes nos indutores também apresentaram bom comportamento nos momentos de variação de carga, sem oscilações, sobressinais e com mínimo tempo de estabilização.

Comparando o controle de corrente e tensão ao controle apenas de tensão pode-se observar, além dos resultados de simulação, os resultados experimentais apresentam curvas mais bem comportadas para o controle por corrente média. Isso porque nos instantes de variação de carga ao se inserir o controle da corrente de entrada além do controle da tensão de saída torna a resposta do conversor mais precisa, como esperado.

Apesar dos resultados de simulação e experimentais serem semelhantes, os instantes de entrada e retirada de carga foram escolhidos

aleatoriamente, pois o intuito da simulação é apenas conferir o modelo matemático e o controle desenvolvido, por isso não foram simulados muitos segundos. Já para os testes práticos a inclusão e retirada de carga foi escolhida em instantes que possibilitou o melhor manuseio do operador e mais nítida a visualização no osciloscópio.

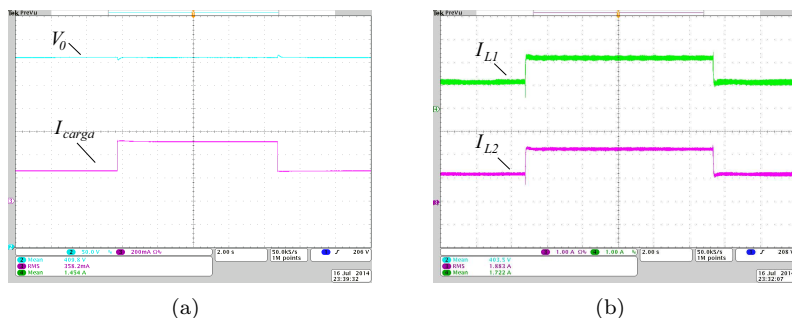


Figura 8.11 – a) Tensão de saída V_0 (50v/div., 2s/div) e corrente de carga I_{carga} (200mA/div., 2s/div); b) Corrente nos indutores I_{L1} e I_{L2} , (1A/div., 2s/div).

8.5 Controle de Balanço dos Capacitores de Saída

Até o momento somente as formas de onda do controle com malha de tensão convencional e com malhas de controle de corrente e tensão convencionais foram analisadas, nessa seção serão apresentadas as formas de onda do controle do balanço com malha de tensão. Esse controle torna-se necessário no casos em que as cargas encontram-se desequilibradas e consequentemente a corrente no ponto médio passa a possuir um valor médio diferente de zero.

Controle de balanço com malha de tensão - Na Figura 8.12 (a) são mostradas a tensão total de saída e a tensão em cada um dos capacitores de saída. A Figura 8.12 (b) mostra as correntes dos indutores I_{L1} e I_{L2} e os instantes de entrada e saída do controle de balanço e variação de carga, através dos capacitores de tensão $V_{C_{01}}$ e $V_{C_{02}}$. A Figura 8.13 mostra a corrente de carga I_{carga} , a corrente no ponto médio I_{ponto_medio} e os instantes de entrada e saída do controle de balanço e variação de carga através da tensão dos capacitores de

saída $V_{C_{01}}$ e $V_{C_{02}}$.

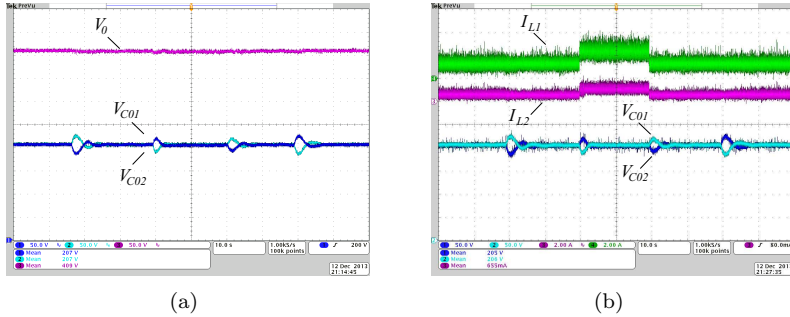


Figura 8.12 – a) Tensão total de saída V_0 e tensão dos capacitores de saída $V_{C_{01}}$ e $V_{C_{02}}$, (50v/div., 10s/div); b) Correntes nos indutores I_{L1} e I_{L2} (2A/div., 10s/div) e tensão dos capacitores de saída $V_{C_{01}}$ e $V_{C_{02}}$ (50v/div., 10s/div).

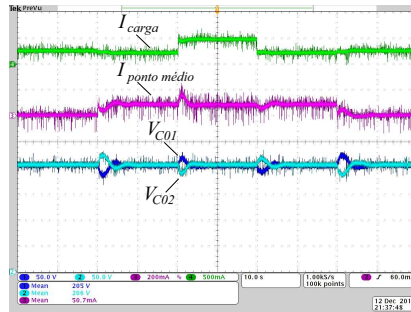


Figura 8.13 – Corrente de carga I_{carga} (200mA/div., 10s/div), corrente no ponto médio I_{ponto_medio} (500mA/div., 10s/div) e tensão nos capacitores $V_{C_{01}}$ e $V_{C_{02}}$ (50v/div., 10s/div).

O controle de balanço das tensões dos capacitores de saída, possui boa resposta aos instantes de desequilíbrio de carga e variação total de carga. Enquanto a tensão total de saída se mantém inalterada, as tensões nos capacitores de saída foram levemente alteradas nesses instantes, porém o controle é capaz de compensar essas variações. O valor das correntes nos indutores é alterado nos instantes de variação de carga. Entretanto, essas formas de onda não apresentam sobressinal. A corrente na carga é variada de forma similar às correntes nos indutores

L_1 e L_2 . Finalmente, a corrente de neutro sofre variação de valor total somente nos instantes de desbalanço de carga, nos momentos de variação de carga apenas pequenos picos de correntes são observados, conforme esperado.

Nessa seção os resultados experimentais foram apresentados para o Conversor Duplo Boost Quadrático proposto, escolhido para ser estudado dentre os conversores da família de conversores propostos. Os resultados em malha aberta são similares aos resultados de simulação e as curvas teóricas, validando os testes experimentais.

O conversor operando em malha fechada está apresentado para o controle de tensão e para o controle com malhas de corrente e tensão. Pode-se observar que tanto para o controle de tensão quanto para o controle de corrente e tensão as curvas apresentam bons resultados nos instantes de transitório. Por possuir dois capacitores com ponto médio na saída, também foi analisada a situação onde ocorre desequilíbrio de carga. Nesses casos é necessário o controle de balanço de carga, através da malha de tensão, conforme mostrado para as curvas de simulação e experimental.

8.6 Conclusão

As principais formas de onda da implementação do Conversor Boost proposto operando em malha aberta foram mostradas nesse capítulo.

Apesar da análise teórica ter sido realizada para os três modos de condução, contínua, crítica e descontínua, a implementação prática foi realizada apenas no modo de condução contínua onde geralmente esses conversores operam na maior parte de suas aplicações por possuírem menores picos de corrente em seus semicondutores. No entanto, os picos de tensão e corrente que ocorreram nos resultados experimentais, a cada período de chaveamento, são apenas ruídos e foram desconsiderados.

Procurando manter o balanço de carga nos capacitores de saída nos casos onde as cargas estão desequilibradas foi empregado o controle do balanço de tensão dos capacitores de saída. Este controle atua variando o valor médio da corrente no ponto médio de forma a manter as tensões nos capacitores de saída iguais independente da carga. Em aplicações onde não é importante que os resultados das tensões sejam iguais nos capacitores de saída, ou ainda em aplicações onde não há necessidade de precisão nos resultados, o controle de balanço das tensões pode ser dispensado. Nesses casos, um pequeno desbalanço de carga

não irá alterar significativamente os resultados dessas tensões.

Para os demais controles empregados ao Conversor Boost Proposto pode-se observar que o controle por corrente média possui melhor resultado quando comparado ao controle apenas com malha de tensão, isso porque o mesmo possui dois sensores e dois controladores enquanto que o controle de tensão possui apenas um; esses resultados confirmam os resultados de simulação apresentados anteriormente.

Comparando os resultados de simulação aos resultados experimentais apresentados, pode-se verificar a semelhança desses resultados validando a proposta de desenvolver um conversor com alto ganho e reduzido esforços de tensão em seus interruptores.

9 Conclusão

Nesse trabalho foi apresentado o estudo dos Conversores CC-CC com elevada taxa de conversão estática. Novas topologias de Conversores CC-CC de alto ganho foram propostas. Primeiramente o Conversor Duplo Buck Quadrático Básico, foi estudado de forma minuciosa. Com este primeiro conversor estudado o trabalho foi consolidado possibilitando o desenvolvimento de novas topologias através da célula básica de comutação gerada. Esta célula foi responsável por tornar os conversores CC-CC básicos em conversores quadráticos. Dessa forma, foi proposto neste trabalho uma nova família de conversores CC-CC com elevada taxa de conversão estática. Entretanto, preocupando em reduzir os esforços de tensão nos interruptores dos conversores propostos, foi optado por refletir essas topologias gerando os chamados Conversores Duplos. Assim, esses conversores foram batizados de Conversores Duplo Quadrático: Buck, Boost, Buck-Boost, Zeta, Cúk e Sepic.

Das sete topologias propostas no trabalho, apenas duas foram escolhidas para um estudo mais aprofundado, para as demais foi apenas apresentado uma breve comparação das estruturas propostas com estruturas existentes na literatura e o estudo do modelo em regime permanente para o modo de condução contínua. Para o estudo detalhado dos Conversores Duplo Buck Quadrático Básico e Duplo Boost Quadrático foi obtido o ganho estático ideal e real dos conversores propostos. O projeto dos conversores e os esforços nos componentes foram calculados para os modos de condução contínua, crítica e descontínua, possibilitando o levantamento das curvas de característica externa. Os resultados de simulação nos três modos de condução foram apresentados para comprovação da análise teórica.

Além disso, o modelo dinâmico e o controle foram apresentados para os Conversores Buck e Boost Propostos. Por ser um sistema con-

siderado matematicamente complexo, a solução das equações de estado foram desenvolvidas no *software* 'Matlab'. Comparando esses resultados aos modelos simplificados, através dos gráficos de Bode, foi obtido resultados semelhantes. Dessa forma, procurando simplificar o projeto dos controladores para as malhas de corrente e tensão foi utilizado o modelo simplificado para as funções de transferência das plantas. De posse das funções de transferência de laço aberto foi projetado os controladores PI para as malhas de corrente e tensão. Nos casos em que as cargas, paralelas aos capacitores de saída estavam desequilibradas, foi projetado um controle responsável por manter a tensão nos capacitores balanceada.

Para implementação dos conversores na bancada experimental foi necessário o estudo da modulação. O dispositivo escolhido para os testes experimentais foi o FPGA Smart Fusion, da Actel. Comparando os resultados de simulação aos resultados experimentais dos Conversores Duplo Buck Básico e Boost Quadráticos em malha aberta pode-se comprovar o elevado ganho estático além da redução dos esforços em seus interruptores.

Por possuírem alta taxa de conversão estática esses conversores tornam-se interessantes para aplicações como energias renováveis, como por exemplo na conexão de painéis fotovoltaicos com a rede, ou acoplados a um banco de baterias. Outras aplicações em que esses conversores podem ser empregados seria em veículos elétricos, células a combustíveis, ou em qualquer sistema CC-CC que necessite de grande variação entre as tensões de entrada e saída.

Visando futuras aplicações para o Conversor Duplo Boost Quadrático foi realizado a implementação prática em malha fechada com controle por corrente média com malha de tensão e malhas de corrente e tensão. Os resultados experimentais apresentam bons comportamentos nos instantes de variação de carga. Por possuir maior número de variáveis controladas, o controle por corrente média com malha interna de corrente e externa de tensão apresentou resultados mais precisos quando comparado aos resultados com controle por corrente média apenas com malha de tensão, conforme esperado.

Além dos controles PI convencionais, também foi verificado experimentalmente o controle de balanço das tensões dos capacitores de saída, nos casos em que a carga encontra-se desequilibrada. Observou-se que este controle é capaz de manter os valores das tensões dos capacitores de saída equilibrados, apesar do desequilíbrio das cargas.

Os circuitos dos Conversores propostos neste trabalho, apesar de possuir maior quantidade de componentes do que seus similares qua-

dráticos, apresentam baixa complexidade de construção, circuito de comando simples, podendo processar a mesma potência que seus análogos quadráticos, com a vantagem de seus interruptores estarem submetidos às tensões menores do que a tensão de barramento.

Outro ponto importante onde os conversores propostos são vantajosos é quando comparados aos Conversores Básicos CC-CC não isolados, pois possuem suas análises estática e dinâmica simples; isso por causa da simetria desses conversores, por essa razão somente os componentes superiores dessas topologias foram analisados. Dentro desse contexto, outro ponto importante é realizar a análise do controle dessas topologias, conforme apresentado para o conversor Buck o Boost Propostos, o modelo por espaço de estado apresenta resultado semelhante as respectivas funções de transferências das plantas dos seus conversores básicos correspondentes. Essa semelhança torna o controle muito simples para essas topologias.

Embora o espelhamento dos conversores propostos no trabalho torne-os duplos, o objetivo dessa reflexão não é de aumentar a capacidade de processamento de potência dos mesmos, mas sim diminuir as tensões em seus interruptores. Por exemplo, o Conversor Duplo Quadrático [33] e seu respectivo conversor proposto neste trabalho podem processar a mesma potência, com os mesmos níveis de tensão na entrada e na saída, No entanto, o interruptor do Conversor Boost Quadrático [33], deverá suportar toda a tensão do barramento, enquanto que no Conversor Proposto os interruptores suportarão apenas metade da tensão do barramento.

Em conclusão, a principal contribuição desse trabalho que é a célula de comutação que torna essas topologias conversores de alto ganho estático, e considerando suas simetrias esses conversores possuem as tensões em seus interruptores reduzidas quando comparados aos conversores similares existentes na literatura.

Sugestões para trabalhos Futuros:

1. O estudo detalhado e implementação prática da família proposta;
2. O emprego do Conversor Duplo Boost Quadrático na geração de energia através de fontes renováveis;
3. A construção de um dos conversores com o intuito de possuir alto rendimento, alta densidade de potência e baixo custo.
4. Explorar os Conversores Propostos para Correção de Fator de Potência (PFC).

Referências Bibliográficas

- [1] CABRAL J. B. R. F.; OLIVEIRA, S. V. G. e. N. Y. R. Eletrôn. potên., campo grande, v. 18, n.3. In: *Conversor CC-CC Boost Quadrático para Aplicação em Fontes Alternativas*. [S.l.: s.n.]. p. 1064–1072.
- [2] COELHO, R. F. *Estudo dos Conversores Buck e Boost Aplicados ao Rastreamento de Máxima Potência de Sistemas Solares Fotovoltáicos*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.
- [3] SA, F. de; RUIZ-CABALLERO, D.; MUSSA, S. A new dc-dc double boost quadratic converter. In: *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 1–10.
- [4] SA, F. de et al. Double quadratic buck converter. In: *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*. [S.l.: s.n.], 2013. p. 36–43. ISSN 2175-8603.
- [5] MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. Switching converters with wide dc conversion range. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 6, n. 1, p. 151–157, 1991. ISSN 0885-8993.
- [6] MOHAN, N. *Power Electronics Converters, Applications, and Design*. Third edicion. [S.l.]: John Wiley Sons, Inc., 2003. (Lectures on Power Electronics).
- [7] BARAUNA, A. P. *Paralelismo de Inversores de Tensão Controlados pelo Valor Médio Instantâneo da Tensão de Saída*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.
- [8] SEGUEL, J. I. L. *Projeto de um Sistema Fotovoltáico Autônomo de Suprimento de Energia Usando Técnica MPPT e Controle Digital*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Minas Gerais, 2009.

- [9] LODO R. A.; SILVA, W. G. F. L. C. C. E. A. A. F. L. C. G. e. V. J. B. J. Análise, projeto e implementação de um conversor boost-buck quadrático em um sistema de iluminação utilizando lâmpadas de leds. *Eletrôn. Potên., Campo Grande*, v. 18, n. 3, p. 1082–1090, 2013.
- [10] NOVAES, Y. R. *Contribuição para Sistemas de Processamento de Energia de Células a Combustível*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.
- [11] MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Conversores Cc CC Básicos Não Isolados*. second. [S.l.]: Edição do Autor, 2006. (Power Electronics).
- [12] BOTTION, A. J. B. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados de Três Níveis*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2005.
- [13] RUAN, X.; LI, B.; CHEN, Q. Three-level converters-a new approach for high voltage and high power dc-to-dc conversion. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 663–668 vol.2.
- [14] PADILHA, F. J. C. *Topologia de Conversores CC-CC não Isolados com Saídas Simétricas para Sistemas Fotovoltáicos*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2011.
- [15] PAN, C.-T.; CHUANG, C.-F.; CHU, C.-C. A novel transformer-less adaptable voltage quadrupler dc converter with low switch voltage stress. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 9, p. 4787–4796, Sept 2014. ISSN 0885-8993.
- [16] CHOI, S. et al. Analysis, design and experimental results of a floating-output interleaved-input boost-derived dc-dc high-gain transformer-less converter. *Power Electronics, IET*, v. 4, n. 1, p. 168–180, January 2011. ISSN 1755-4535.
- [17] WAI, R.-J.; DUAN, R. High-efficiency dc/dc converter with high voltage gain. *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, v. 152, n. 4, p. 793–802, July 2005. ISSN 1350-2352.

- [18] ZHANG, Y.; SUN, J. T.; WANG, Y. F. Hybrid boost three-level dc 2013;dc converter with high voltage gain for photovoltaic generation systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 28, n. 8, p. 3659–3664, Aug 2013. ISSN 0885-8993.
- [19] MOUSA, M. et al. High voltage gain boost converter topology for grid connected systems. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 4212–4217.
- [20] RANJANA, M.; SREERAMULAREDDY, N.; KUMAR, R. A novel sepic based dual output dc-dc converter for solar applications. In: *Power and Energy Systems Conference: Towards Sustainable Energy, 2014*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.
- [21] BOTTARELLI, M. G. *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados Quadráticos de Três Níveis*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2006.
- [22] MIDDLEBROOK, R. Transformerless dc-to-dc converters with large conversion ratios. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 3, n. 4, p. 484–488, 1988. ISSN 0885-8993.
- [23] MAKSIMOVIC, D.; CUK, S. General properties and synthesis of pwm dc-to-dc converters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record., 20th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1989. p. 515–525 vol.2.
- [24] CHENG, D.-W.; CHENG, C. S.; CHAN, J. H. K. Design and analysis of a laboratory switching power supply with wide output voltage range. In: *Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control., Proceedings of the 1992 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 217–222 vol.1.
- [25] KARAKET, K.; BUNLAKSANANV, C. Modeling of a quadratic buck converter. In: *Electrical Power Systems, 2011. The 8th Electrical Engineering/ Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 764 –767.
- [26] MORALES, J. et al. Average current-mode control scheme for a quadratic buck converter with a single switch. *Power Electronics*,

- IEEE Transactions on*, v. 23, n. 1, p. 485–490, 2008. ISSN 0885-8993.
- [27] CHEN, J.-J. et al. A new single-inductor quadratic buck converter using average-current-mode control without slope-compensation. In: *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1082–1087.
- [28] BARBOSA, L. et al. A buck quadratic pwm soft-switching converter using a single active switch. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 69–75 vol.1. ISSN 0275-9306.
- [29] XIAO, J. et al. An ultra-low-power digitally-controlled buck converter ic for cellular phone applications. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 383–391 Vol.1.
- [30] BABU, B. et al. Design and implementation of low power smart pv energy system for portable applications using synchronous buck converter. In: *Electronic System Design (ISED), 2011 International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 260–266.
- [31] LIOU, W.-R.; YEH, M.-L.; KUO, Y. L. A high efficiency dual-mode buck converter ic for portable applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 23, n. 2, p. 667–677, 2008. ISSN 0885-8993.
- [32] BARRETO, L. et al. An optimal lossless commutation quadratic pwm boost converter. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 624 –629 vol.2.
- [33] BARRETO, L. et al. A quasi-resonant quadratic boost converter using a single resonant network. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 52, n. 2, p. 552 – 557, april 2005. ISSN 0278-0046.
- [34] VILLANUEVA, M. C. T. *Conversores CC-CC de Alto Ganho de Tensão não Isolados com Rendimento Elevado Formados pela*

- Integração de Conversores CC-CC Básicos*. Tese (Tese de Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2012.
- [35] NOVAES, Y. de; RUFER, A.; BARBI, I. A new quadratic, three-level, dc/dc converter suitable for fuel cell applications. In: *Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 601–607.
- [36] T. Youssef, G. C. Kefsilaid e G. J. Paul. *Convertisseur DC/DC Quadratique Double Boost Bidirectionnel em Courant*. 2010.
- [37] VILEFORT, L. S. *Conversor Boost Quadrático PWM Associado à Célula de Auxílio à Comutação SR-ZVS-QRC*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Uberlândia, 2011.
- [38] VILEFORT L. S. V.; SILVA, F. V. R. C. E. A. A. F. L. C. e. V. J. B. J. Conversor boost quadrático sr-zvs-qrc pwm. *Eletrôn. Potên., Campo Grande.*, v. 17, n. 1, p. 393–400, Fev 2012.
- [39] SHU, L.-J. et al. Transformerless high step-up dc-dc converter using cascode technique. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 63–67.
- [40] ALONSO, J. et al. Analysis and design of the quadratic buck-boost converter as a high-power-factor driver for power-led lamps. In: *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2541–2546. ISSN 1553-572X.
- [41] AL-SAFFAR, M.; ISMAIL, E.; SABZALI, A. Integrated buck boost quadratic buck pfc rectifier for universal input applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 24, n. 12, p. 2886–2896, 2009. ISSN 0885-8993.
- [42] NAGAO, M.; HARADA, K. Power flow of photovoltaic system using buck-boost pwm power inverter. In: *Power Electronics and Drive Systems, 1997. Proceedings., 1997 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 1, p. 144–149 vol.1.
- [43] KASA, N.; IIDA, T.; IWAMOTO, H. An inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic

- power system. In: *Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 185–190 vol.1.
- [44] KANG, F.-S. et al. Interface circuit for photovoltaic system based on buck-boost current-source pwm inverter. In: *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 4, p. 3257–3261 vol.4.
- [45] XUE, Y.; CHANG, L. Closed-loop spwm control for grid-connected buck-boost inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 5, p. 3366–3371 Vol.5. ISSN 0275-9306.
- [46] CUK, S. M. *Modelling, Analysis, and Design of Switching Converters*. Tese (Thesis for Degree of Doctor) — California Institute of Technology Pasadena, 1977.
- [47] WEI, H.; BATARSEH, I. Comparison of basic converter topologies for power factor correction. In: *Southeastcon '98. Proceedings. IEEE*. [S.l.: s.n.], 1998. p. 348–353.
- [48] GULES, R. et al. A modified sepic converter with high static gain for renewable applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, v. 29, n. 11, p. 5860–5871, Nov 2014. ISSN 0885-8993.
- [49] ERICKSON, R. *Fundamentals of Power electronics*. first. [S.l.: USA: Chapman & Hall, 1997. (Lectures on Power Electronics).
- [50] CUK, S.; MIDDLEBROOK, R. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. In: *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC, 1976*. [S.l.: s.n.], 1976.
- [51] SILVA, E. T. J. *Análise e Projeto de Compensadores para o Conversor Boost*. Dissertação (Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 1994.
- [52] SUN, J.; BASS, R. Modeling and practical design issues for average current control. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 980–986 vol.2.

- [53] HULIEHEL, F.; LEE, F.; CHO, B. Small-signal modeling of the single-phase boost high power factor converter with constant frequency control. In: *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 475–482 vol.1.
- [54] SUPATTI, U. et al. Design of an h ∞ robust controller for multi-module parallel dc-dc buck converters with average current mode control. In: *Industrial Technology, 2002. IEEE ICIT '02. 2002 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2, p. 992–997 vol.2.
- [55] ESKANDARI, B. et al. An experimental prototype of buck converter fed series dc motor implementing speed and current controls. In: *Computer Applications and Industrial Electronics (IC-CAIE), 2010 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 606–609.
- [56] KITS FPGA Smart Fusion, Actel Products and Hardware. [S.l.]: http://www.actel.com/documents/A2F_EVAL_KIT_UG.pdf, 2013.
- [57] MIN, B. D. et al. A new topology for grid-connected photovoltaic system using the converter with flat efficiency curve for all load range. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1250–1254. ISSN 0275-9306.
- [58] SONG, Y.; WANG, B. A photovoltaic power conversion system with flat efficiency curve over a wide load range. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1144–1149. ISSN 1553-572X.
- [59] IVANOVIC, Z.; BLANUSA, B.; KNEZIC, M. Power loss model for efficiency improvement of boost converter. In: *Information, Communication and Automation Technologies (ICAT), 2011 XXIII International Symposium on*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–6.
- [60] MELO, N. X. *Conversor Boost para Mitigação de Afundamentos de Tensão em Acionamentos de Velocidade Variável*. Dissertação

(Dissertação de Mestrado) — Universidade Federal do Ceará, 2007.

- [61] BARBOSA, P. M. *Three-Phase Power Factor Correction Circuits for Low-Cost Distributed Power Systems*. Tese (Thesis for Degree of Doctor) — Faculty of the Virginia Polytechnic Institute, 2002.

**APÊNDICE A – Planilha de Cálculo do Dimensionamento
do Conversor Duplo Buck Quadrático**



Professor: Samir Ahmad Mussa, Dr.

Doutoranda: Franciéli Lima de Sá

Tese - Conversor Duplo Buck Quadrático

Projeto dos Parâmetros do Conversor

Florianópolis- Abril de 2013

Dados de projeto:

$$V_{in} := 400V$$

Tensão de Entrada

$$V_i := \frac{V_{in}}{2}$$

$$V_i = 200V$$

Metade da Tensão de Entrada

$$D := 0.5$$

razão cíclica

$$P_0 := 500W$$

Potência do Conversor

$$f_s := 50kHz$$

Frequência de Chaveamento

Análise da 1ª Parte do Conversor:

$$G1 := D$$

$$G1 = 0.5$$

ganho estático 1ª parte do
Conversor

$$V_C := G1 \cdot V_{in}$$

$$V_C = 200V$$

tensão de saída 1

$$V_{C1} := G1 \cdot V_i$$

$$V_{C1} = 100V$$

tensão de saída 1

Considerando o sistema equilibrado e balanceado:

$$P_{in} := P_0$$

potência de entrada igual
a potência de saída

$$I_C := \frac{P_0}{V_C}$$

$$I_C = 2.5A$$

corrente de saída

$T_s := \frac{1}{f_s}$	$T_s = 2 \times 10^{-5} \text{ s}$	período de operação do conversor
$I_{in} := \frac{P_0}{V_{in}}$	$I_{in} = 1.25 \text{ A}$	corrente de entrada

Análise da 2ª Parte do Conversor:

$G2 := D$	$G2 = 0.5$	ganho estático 2ª parte do Conversor
$V_0 := G2 \cdot V_C$	$V_0 = 100 \text{ V}$	tensão de saída
$V_{C01} := G2 \cdot V_{C1}$	$V_{C01} = 50 \text{ V}$	tensão de saída 1
$I_0 := \frac{P_0}{V_0}$	$I_0 = 5 \text{ A}$	corrente de saída

1 - Cálculo dos Indutores a partir das Ondulações de Corrente

Cálculo de L_1 :

$\Delta I_{L1} := 10\% \cdot I_C$	$\Delta I_{L1} = 0.25 \text{ A}$	ondulação de corrente em L1
$L_1 := \frac{V_{C1}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L1}}$	$L_1 = 4 \times 10^{-3} \text{ H}$	valor do indutor L1

Cálculo de L_2 :

$\Delta I_{L2} := 10\% \cdot I_0$	$\Delta I_{L2} = 0.5 \text{ A}$	ondulação de corrente em L2
$L_2 := \frac{V_{C01}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta I_{L2}}$	$L_2 = 1 \times 10^{-3} \text{ H}$	valor do indutor L2

Cálculo da Indutância Crítica:

$L_{1CR} := \frac{V_i}{8 \cdot f_s \cdot I_C}$	$L_{1CR} = 2 \times 10^{-4} \text{ H}$
$L_{2CR} := \frac{V_{C1}}{8 \cdot f_s \cdot I_0}$	$L_{2CR} = 5 \times 10^{-5} \text{ H}$

Cálculo da Indutância Descontínua:

$L_{1des} := \frac{L_{1CR}}{5}$	$L_{1des} = 4 \times 10^{-5} \text{ H}$
$L_{2des} := \frac{L_{2CR}}{5}$	$L_{2des} = 1 \times 10^{-5} \text{ H}$

2 - Cálculo do capacitor intermediário:

Cálculo de C1 Condução Contínua:

$$\Delta V_{C1} := 1\% \cdot V_{C1}$$

$$\Delta V_{C1} = 1 \text{ V}$$

ondulação da tensão de saída
da 1ª parte do Conversor

$$L_{eq} := \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$$

$$C_1 := \frac{D}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} \left[I_0 \cdot (1 - D) + \frac{1}{2} \cdot (\Delta I_{L1} - \Delta I_{L2}) + \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{D^2}{f_s} \cdot \frac{1}{L_{eq}} - \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{D}{f_s} \cdot \left(\frac{1}{L_1} + \frac{D^2}{L_2} \right) \right]$$

$$C_1 = 2.625 \times 10^{-5} \text{ F}$$

valor do capacitor C1

Cálculo de C1 Condução Crítica:

$$L_{eqCR} := \frac{L_{1CR} \cdot L_{2CR}}{L_{1CR} + L_{2CR}}$$

$$L_{eqCR} = 4 \times 10^{-5} \text{ H}$$

$$\Delta I_{L1} := I_0$$

$$\Delta I_{L2.1} := 2I_0$$

$$I_{C1} := \frac{I_0}{2}$$

$$C_{1CR} := \frac{D}{\Delta V_{C1} \cdot f_s} \left[I_0 \cdot (1 - D) + \frac{1}{2} \cdot (\Delta I_{L1} - \Delta I_{L2}) + \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{D^2}{f_s} \cdot \frac{1}{L_{eqCR}} - \frac{V_{in}}{2} \cdot \frac{D}{f_s} \cdot \left(\frac{1}{L_{1CR}} + \frac{D^2}{L_{2CR}} \right) \right]$$

$$C_{1CR} = 7.375 \times 10^{-5} \text{ F}$$

valor do capacitor C1

Cálculo de C1 Condução Descontínua:

Com as indutâncias descontínuas calculadas, obtêm-se os resultados de simulação para as tensões de saída do 1º e 2º estágios:

$$V_{C1_des} := 125.56 \text{ V}$$

metade da tensão de saída do 1º estágio

$$V_{C_des} := 2 \cdot V_{C1_des}$$

$$V_{C_des} = 251.12 \text{ V}$$

tensão de saída do 1º estágio

$$V_{0_des} := 192.66 \text{ V}$$

tensão de saída do 2º estágio

$$V_{C01_des} := \frac{V_{0_des}}{2}$$

$$V_{C01_des} = 96.33 \text{ V}$$

metade da tensão de saída do 2º estágio

$$I_{\max L1_des} := \left(\frac{V_{in} - V_{C_des}}{2L_{1des}} \right) \cdot D \cdot T_s$$

$$I_{\max L1_des} = 18.61 \text{ A}$$

$$I_{\max L2_des} := \left(\frac{V_{C_des} - V_{0_des}}{2L_{2des}} \right) \cdot D \cdot T_s$$

$$I_{\max L2_des} = 29.23 \text{ A}$$

Cálculo dos tempos de Condução:

$$D_1 := \frac{(L_{2des} \cdot I_{\max L2_des} \cdot f_s)}{V_{C01_des}}$$

$$D_1 = 0.152$$

$$D_2 := \frac{(L_{1des} \cdot I_{\max L1_des} \cdot f_s)}{V_{C1_des}} - D_1$$

$$D_2 = 0.145$$

$$D_{22} := D_1 + D_2$$

$$D_{22} = 0.296$$

$$I_{01_des} := \frac{I_{\max L1_des}}{2} \cdot (D + D_{22})$$

$$I_{01_des} = 7.411 \text{ A}$$

$$I_{0_des} := \frac{I_{\max L2_des}}{2} \cdot (D + D_1)$$

$$I_{0_des} = 9.525 \text{ A}$$

$$\Delta V_{C1des} := 1\% \cdot V_{C1_des}$$

$$\Delta V_{C1des} = 1.256 \text{ V}$$

ondulação da tensão de saída
em condução descontinua

$$\Delta I_{L1des} := I_{\max L1_des}$$

$$\Delta I_{L2des} := I_{\max L2_des}$$

ondulação de corrente dos
indutores em condução
descontinua

$$C_{1des} := \frac{D \cdot T_s}{\Delta V_{C1}} \cdot \left[\left[(0) + \left(\frac{V_{in} - V_{C1_des}}{L_{1des}} \right) \cdot \frac{D \cdot T_s}{2} \right] - \left[(0) + \left(\frac{V_{C1_des} - V_{0_des}}{L_{2des}} \right) \cdot \frac{D \cdot T_s}{2} \right] \right]$$

$$C_{1des} = 6.785 \times 10^{-4} \text{ F}$$

valor do capacitor C1

5 - Cálculo do capacitor de saída

Cálculo de C_0 Condução Contínua:

$$\Delta V_0 := 1\% \cdot V_0$$

$$\Delta V_0 = 1 \text{ V}$$

ondulação da tensão de saída

$$C_0 := \frac{V_C}{31 \cdot 2L_2 \cdot f_s^2 \cdot \Delta V_0}$$

$$C_0 = 1.29 \times 10^{-6} \text{ F}$$

valor do capacitor C0

Fazendo o cálculo do capacitor de saída através da integral:

$$\Delta I_{L2} := 10\% \cdot I_0 \quad \Delta I_{L2} = 0.5 \text{ A}$$

$$I_{L2_min} := I_0 - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad I_{L2_min} = 4.75 \text{ A}$$

$$\Delta V_{C0} := \frac{2}{C_0} \cdot \left[\int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[I_{L2_min} + \left(\frac{V_C - V_0}{2L_2} \right) \cdot t - I_0 \right] dt \right]$$

$$\Delta V_{C0} = 0.969 \text{ V}$$

$$\Delta V_0 := 1\% \cdot V_0 \quad \Delta V_0 = 1 \text{ V}$$

$$C_{00} := \frac{2}{\Delta V_0} \cdot \left[\int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[I_{L2_min} + \left(\frac{V_C - V_0}{2L_2} \right) \cdot t - I_0 \right] dt \right]$$

$$C_{00} = 1.25 \times 10^{-6} \text{ F}$$

valor do capacitor C0

Cálculo de C₀ Condução Crítica:

$$I_{L2_minCR} := 0 \text{ A}$$

$$\Delta V_{C0CR} := \frac{2}{C_{00}} \cdot \left[\int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[I_{L2_minCR} + \left(\frac{V_C - V_0}{2L_{2CR}} \right) \cdot t - I_0 \right] dt \right]$$

$$\Delta V_{C0CR} = 20 \text{ V}$$

$$\Delta V_{C0CR1} := 1\% \cdot V_0 \quad \Delta V_{C0CR1} = 1 \text{ V}$$

$$C_{0CR} := \frac{2}{\Delta V_{C0CR1}} \cdot \left[\int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[I_{L2_minCR} + \left(\frac{V_C - V_0}{2L_{2CR}} \right) \cdot t - I_0 \right] dt \right]$$

$$C_{0CR} = 2.5 \times 10^{-5} \text{ F}$$

valor do capacitor C0

Cálculo de C_0 Condução Descontínua:

$$\Delta V_{0des} := 1\% \cdot V_{0_des}$$

$$\Delta V_{0des} = 1.927 \text{ V}$$

ondulação da tensão de saída

$$I_{L2_minDes} := 0 \text{ A}$$

$$C_{0des} := \frac{2}{\Delta V_0} \cdot \left[\int_{\frac{D}{2} \cdot T_s}^{D \cdot T_s} \left[I_{L2_minDes} + \left(\frac{V_{C_des} - V_{0_des}}{2L_{2des}} \right) \cdot t - I_{0_des} \right] dt \right]$$

$$C_{0des} = 1.24 \times 10^{-4} \text{ F}$$

valor do capacitor C_0

6 - Cálculo do resistor de saída

Cálculo de R_0 :

$$R_0 := \frac{V_0^2}{P_0}$$

$$R_0 = 20 \Omega$$

valor do resistor R_0

6.1 - Cálculo do Indutor Buck L_1

Reescrevendo as Especificações:

Frequência de Chaveamento:

$$f_s = 5 \times 10^4 \frac{1}{s}$$

Corrente média no indutor:

$$I_{L1_med} := 2.5 \text{ A}$$

$$I_{L1_pico} := 2.625 \text{ A}$$

$$I_{L1_ef_max} := 2.5 \text{ A}$$

Corrente média no indutor:

$$I_{L2_med} := 5 \text{ A}$$

$$I_{L2_pico} := 5.25 \text{ A}$$

$$I_{L2_ef_max} := 5 \text{ A}$$

Ondulação de corrente:

$$\Delta I_{L1} := 0.25 \text{ A}$$

Ondulação de corrente:

$$\Delta I_{L2} = 0.5 \text{ A}$$

Dados:

Indutância:

$$L_1 = 4 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Indução máxima:

$$B_{max} := 0.25 \text{ T}$$

Fator de ocupação:

$$K_w := 0.7$$

Densidade de corrente:

$$J_{max} := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Dimensionamento do núcleo:

$$AeAw := \frac{L_1 \cdot I_{L1_med} \cdot I_{L1_pico}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w}$$

$$AeAw = 4.286 \times 10^{-8} \cdot m^4$$

$$\frac{AeAw}{cm^4} = 4.286 \times 10^0$$

*Núcleo Escolhido:***NEE-65/33/13 Thornton****(<http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>)****Dados do núcleo NEE-65/33/13 material IP 12R:**

$$MLT := 14.7cm$$

Comprimento médio de uma espira

$$Ae := 2.66cm^2$$

Área da seção transversal do núcleo

$$m_n := 97.7g$$

$$V_{nucleo} := 39.1cm^3$$

Volume do Núcleo

$$Aw := 3.7cm^2$$

$$Ae \cdot Aw = 9.842 \times 10^{-8} m^4 \quad AeAw1 := \frac{(Ae \cdot Aw)}{cm^4} = 9.842$$

Número de espiras:

$$Ne := \frac{L_1 \cdot \left[(I_{L1_med}) + \frac{\Delta I_{L11}}{2} \right]}{B_{max} \cdot Ae} \quad Ne = 157.895$$

$$N_e := \text{ceil} \left[\frac{L_1 \cdot \left[(I_{L1_med}) + \frac{\Delta I_{L11}}{2} \right]}{B_{max} \cdot Ae} \right] \quad N_e = 158$$

Entreferro:

O entreferro é calculado utilizando a expressão da permeancia.

Seja a permeabilidade magnetica no vácuo constante

$$\mu_{00} := 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

o comprimento total do entreferros

$$I_g := \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_1} \quad I_g = 8.357 \times 10^{-8} \frac{\text{kg}^{2 \times 10^0} \cdot \text{m}^{3 \times 10^0}}{\text{s}^{4 \times 10^0}}$$

$$I_1 := \frac{I_g}{2} \quad I_1 = 4.178 \times 10^{-8} \frac{\text{kg}^2 \cdot \text{m}^3}{\text{s}^4}$$

Seção dos Condutores:

$$S_{Lm1} := \frac{I_{L1_ef_max}}{J_{max}} \quad S_{Lm1} = 7.143 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

$$S_{Lm} := \frac{(S_{Lm1})}{\text{cm}^2} \quad S_{Lm} = 7.143 \times 10^{-3}$$

Cálculo da bitola dos condutores:

Penetração máxima:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}}$$

$$2 \cdot \Delta = 0.067 \text{ s}^{0.5}$$

Para este coeficiente de penetração a bitola máxima do fio é: **AWG24**

$$S_{fio} := 0.002047 \text{ cm}^2$$

$$S_{fio_isolado} := 0.002586$$

$$\rho_{fio} := 0.001125 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de Cobre:

$$A_{cobre} := \frac{I_{L1_med}}{J_{max}} \quad A_{cobre} = 7.143 \times 10^{-7} \text{ m}^2$$

Número de condutores:

$$n_{cond} := \text{ceil} \left(\frac{A_{cobre}}{S_{fio} \text{ cm}^2} \right) \quad n_{cond} = 4$$

Possibilidade de execução:

$$Aw_{\min} := \frac{N \cdot n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio_isolado}}}{K_w} \text{ cm}^2$$

$$Aw_{\min} = 1.478 \times 10^{-6} \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^3}{\text{s}^2}$$

$$\frac{Aw_{\min}}{Aw} = 0.004 \text{ N}$$

Ok! Pode ser executado ($Aw_{\min}/Aw < 1$)

Comprimento do fio de cobre:

$$L_{\text{enrol1}} := \text{MLT} \cdot N_e$$

$$L_{\text{enrol1}} = 23.226 \text{ m} \quad \text{Comprimento Total do Enrolamento do Indutor}$$

$$L_{\text{enrol}} := \frac{(L_{\text{enrol1}})}{100}$$

$$L_{\text{enrol_total}} := (L_{\text{enrol1}}) \cdot n_{\text{cond}} \quad L_{\text{enrol_total}} = 92.904 \text{ m}$$

7.1- Cálculo Térmico L1:

As perdas totais do indutor estão compostas pelas perdas no cobre dos enrolamentos e as perdas magnéticas do núcleo.

Possibilidade de execução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot (L_{\text{enrol}})}{3 \cdot 0.010379}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.839 \, \Omega \quad \text{Resistência total de cobre de condução do enrolamento}$$

Potência dissipada no cobre:

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{L1_med}^2 \quad P_{\text{cobre}} = 5.245 \text{ W}$$

Perdas Magnéticas no núcleo de Ferrite IP12R:

$$\Delta B1 := \frac{\Delta I_{L11} \cdot B_{\max}}{I_{L1_med} + \Delta I_{L11}}$$

$$\Delta B1 = 0.023 \text{ T} \quad \text{Excursão de densidade de fluxo durante a operação}$$

$$\Delta B2 := \frac{\Delta B1}{T} \quad \Delta B2 = 0.023$$

Para o material IP-12 da Thornton @80°C tem-se:

$$C_m := 7.9292 \cdot 10^{-3} \quad x := 1.4017 \quad y := 2.3294$$

$$f_{s1} := \frac{f_s}{\text{Hz}}$$

$$V_{\text{nucleo1}} := \frac{V_{\text{nucleo}}}{L} \quad V_{\text{nucleo1}} = 0.039$$

$$P_{\text{nucleo1}} := C_m \cdot f_{s1}^x \cdot \left(\frac{\Delta B2}{2} \right)^y \cdot \frac{V_{\text{nucleo1}}}{1000}$$

$$P_{\text{nucleo1}} = 3.536 \times 10^{-5}$$

$$P_{\text{nucleo}} := P_{\text{nucleo1}} \cdot W$$

$$P_{\text{nucleo}} = 3.536 \times 10^{-5} \text{ W}$$

Perdas Totais:

$$P_{\text{total}} := P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}$$

$$P_{\text{total}} = 5.245 \text{ W}$$

Resistência Térmica do Núcleo:

$$AeAw_{lo} := \frac{Ae \cdot Aw}{\text{cm}^4} \quad AeAw_{lo} = 9.842$$

$$R_{\text{nucleo}} := 23 \cdot AeAw_{lo}^{-0.37} \cdot \left(\frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} \right)$$

$$R_{\text{nucleo}} = 9.869 \frac{\text{s}^3 \cdot \text{K}}{\text{kg} \cdot \text{m}^2}$$

$$\Delta T := (P_{\text{cobre}} + P_{\text{nucleo}}) \cdot R_{\text{nucleo}}$$

$$\Delta T = 51.763 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

Seja a temperatura ambiente:

$$T_i := 30 \cdot (\Delta^\circ\text{C})$$

A temperatura do ponto mais quente

$$T_f := T_i + \Delta T$$

$$T_f = 81.763 \text{ K}$$

6.2 - Cálculo do Indutor Boost L2

Reescrevendo as Especificações:

Frequência de Chaveamento:

$$f_s = 5 \times 10^4 \frac{1}{\text{s}}$$

Corrente média no indutor:

$$I_{L2_med} = 5 \text{ A}$$

Ondulação de corrente:

$$\Delta I_{L2} = 0.5 \text{ A}$$

Dados:

Indutância:

$$L_2 = 1 \times 10^{-3} \text{ H}$$

Indução máxima:

$$B_{\text{max}L2} := 0.3 \text{ T}$$

Fator de ocupação:

$$K_{wL2} := 0.7$$

Densidade de corrente:

$$J_{\text{max}L2} := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Dimensionamento do núcleo:

$$AeAw_{L2} := \frac{L_2 \cdot I_{L2_med}^2}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w}$$

$$AeAw_{L2} = 4.082 \times 10^{-8} \cdot m^4$$

$$\frac{AeAw_{L2}}{cm^4} = 4.082 \times 10^0$$

Núcleo Escolhido:

NEE-55/28/21 Thornton

(<http://www.thornton.com.br/produtos/nee.htm>)

Dados do núcleo NEE-55/28/21 material IP 12R:

$$MLT_{L2} := 12cm$$

Comprimento médio de uma espira

$$Ae_{L2} := 3.54cm^2$$

Área da seção transversal do núcleo

$$m_{nL2} := 109g$$

$$V_{nucleoL2} := 42.5cm^3$$

Volume do Núcleo

$$Aw_{L2} := 2.5cm^2$$

$$Ae \cdot Aw_{L2} = 6.65 \times 10^{-8} m^4 \quad AeAw_{L2} := \frac{(Ae \cdot Aw)}{cm^4} = 9.842$$

Número de espiras:

$$N_{L2} := \frac{L_2 \cdot \left[(I_{L2_med}) + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right]}{B_{maxL2} \cdot Ae_{L2}} \quad N_{L2} = 49.435$$

$$N_{eL2} := \text{ceil} \left[\frac{L_2 \cdot \left[(I_{L2_med}) + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right]}{B_{maxL2} \cdot Ae_{L2}} \right] \quad N_{eL2} = 50$$

Entreferro:

O entreferro é calculado utilizando a expressão da permeancia.

Seja a permeabilidade magnetica no vácuo constante

$$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$$

o comprimento total do entreferros

$$l_{gL2} := \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L_2} \quad l_{gL2} = 3.343 \times 10^{-7} \frac{kg^{2 \times 10^0} \cdot m^{3 \times 10^0}}{s^4 \times 10^0}$$

$$l_{L2} := \frac{l_{gL2}}{2}$$

$$l_{L2} = 1.671 \times 10^{-5} N^2 \cdot cm$$

Cálculo da bitola dos condutores:

Penetração máxima:

$$\Delta_{L2} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}}$$

$$2 \cdot \Delta_{L2} = 0.067 \text{ s}^{0.5}$$

Para este coeficiente de penetração a bitola máxima do fio é: AWG22

$$S_{\text{fio}L2} := 0.003255$$

**Tabela de Fios Esmaltados-livro:
Projeto de Fontes Chaveadas**

$$S_{\text{fio_isolado}L2} := 0.004013$$

$$\rho_{\text{fio}L2} := 0.000708 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de Cobre:

$$A_{\text{cobre}L2} := \frac{I_{L2_med}}{J_{\text{max}L2}}$$

$$A_{\text{cobre}L2} = 1.429 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

Número de condutores:

$$n_{\text{cond}L2} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{cobre}L2}}{S_{\text{fio}L2} \text{ cm}^2} \right) \quad n_{\text{cond}L2} = 5$$

Perdas no Cobre:

$$A_{w_minL2} := \frac{N_{L2} \cdot n_{\text{cond}L2} \cdot S_{\text{fio_isolado}L2}}{K_{wL2}} \text{ cm}^2 \quad A_{w_minL2} = 1.417 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

$$\frac{A_{w_minL2}}{A_{wL2}} = 0.567 \quad \text{Ok! Pode ser executado (} A_{w_min}/A_w < 1 \text{)}$$

Comprimento do fio de cobre:

$$L_{\text{enrol1}L2} := MLT_{L2} \cdot N_{eL2}$$

$$L_{\text{enrol1}L2} = 6 \text{ m} \quad \text{Comprimento Total do Enrolamento do Indutor}$$

$$L_{\text{enrol}L2} := \frac{(L_{\text{enrol1}L2})}{100}$$

$$L_{\text{fio_total}} := (L_{\text{enrol1}L2}) \cdot n_{\text{cond}L2} \quad L_{\text{fio_total}} = 30 \text{ m}$$

7.2- Cálculo Térmico L2:

As perdas totais do indutor estão compostas pelas perdas no cobre dos enrolamentos e as perdas magnéticas do núcleo.

Possibilidade de execução:

$$R_{\text{cobreL2}} := \frac{\rho_{\text{fioL2}} \cdot L_{\text{enrolL2}}}{n_{\text{condL2}} \cdot S_{\text{fioL2}}}$$

$$R_{\text{cobreL2}} = 0.261 \, \Omega$$

Resistência total de cobre de condução do enrolamento

Potência dissipada no cobre:

$$P_{\text{cobreL2}} := R_{\text{cobreL2}} \cdot I_{\text{L2_med}}^2$$

$$P_{\text{cobreL2}} = 6.525 \, \text{W}$$

Perdas Magnéticas no núcleo de Ferrite IP12R:

$$\Delta B1_L2 := \frac{\Delta I_{L2} \cdot B_{\text{maxL2}}}{I_{L2_med} + \Delta I_{L2}}$$

$$\Delta B1_L2 = 0.027 \, \text{T}$$

Excursão de densidade de fluxo durante a operação

$$\Delta B2_L2 := \frac{\Delta B1_L2}{T}$$

$$\Delta B2_L2 = 0.027$$

Para o material IP-12 da Thornton @80°C
tem-se:

$$C_{\text{mL2}} := 7.9292 \cdot 10^{-3} \quad x_{L2} := 1.4017 \quad y_{L2} := 2.3294$$

$$f_{\text{chav1}} := \frac{f_s}{\text{Hz}}$$

$$V_{\text{nucleo1_L2}} := \frac{V_{\text{nucleoL2}}}{L} \quad V_{\text{nucleo1_L2}} = 0.043$$

$$P_{\text{nucleo1_L2}} := C_{\text{mL2}} \cdot f_{\text{chav1}}^{x_{L2}} \cdot \left(\frac{\Delta B2_L2}{2} \right)^{y_{L2}} \cdot \frac{V_{\text{nucleo1_L2}}}{1000}$$

$$P_{\text{nucleo1_L2}} = 5.877 \times 10^{-5}$$

$$P_{\text{nucleo_L2}} := P_{\text{nucleo1_L2}} \cdot W$$

$$P_{\text{nucleo_L2}} = 5.877 \times 10^{-5} \, \text{W}$$

Perdas Totais:

$$P_{\text{total_L2}} := P_{\text{cobreL2}} + P_{\text{nucleo_L2}} \quad P_{\text{total_L2}} = 6.525 \, \text{W}$$

Resistência Térmica do Núcleo:

$$AeAw_{L22} := \frac{Ae_{L2} \cdot Aw_{L2}}{cm^4}$$

$$AeAw_{L22} = 8.85$$

$$R_{nucleo_L2} := 23 \cdot AeAw_{L22}^{-0.37} \cdot \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

$$R_{nucleo_L2} = 10.265 \frac{s^3 \cdot K}{kg \cdot m^2}$$

$$\Delta T_{L2} := (P_{cobreL2} + P_{nucleo_L2}) \cdot R_{nucleo_L2}$$

$$\Delta T_{L2} = 66.983 \cdot \Delta^\circ C$$

Seja a temperatura ambiente:

$$T_{ii} := 30 \cdot (\Delta^\circ C)$$

A temperatura do ponto mais quente

$$T_{f_L2} := T_{ii} + \Delta T_{L2}$$

$$T_{f_L2} = 96.983 K$$

8.1 - Cálculo do capacitor de saída:

Novamente o Cálculo de C_0 :

$$\Delta V_0 := 1\% \cdot V_0$$

$$\Delta V_0 = 1 V$$

ondulação da tensão de saída

$$C_{00} := \frac{I_0 \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_0}$$

$$C_{00} = 5 \times 10^{-5} F$$

valor do capacitor C_0

Pode-se usar 50uF para 100V.

Dados do Capacitor Escolhido: EPCOS Aluminum Electrolytic Capacitors

$$V_{DC} := 800V$$

$$C_c := 55\mu F \quad \text{Tolerancia} + -20\%$$

$$I_{max} := 16A$$

Máximo Ripple Corrente 20kHz, 70°C

$$R_{imp_cap} := 3.5\Omega$$

Máxima Impedância 10kHz 70°C

8.2 - Cálculo do capacitor intermediário:

Novamente o Cálculo de C_0 :

$$\Delta V_{C1_int} := 1\% \cdot V_{C1}$$

$$\Delta V_{C1_int} = 1 V$$

ondulação da tensão de saída

$$C_{l_int} := \frac{I_C \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_{C1_int}} \quad C_{l_int} = 2.5 \times 10^{-5} \text{ F} \quad \text{valor do capacitor } C1$$

Pode-se usar 25uF para 100V.

Dados do Capacitor Escolhido: EPCOS Aluminum Electrolytic Capacitors

$$V_{DC} := 450 \text{ V} \quad C := 30 \mu\text{F} \quad \text{Tolerancia} + -20\%$$

$$I_{\max} := 11.5 \text{ A} \quad \text{Máximo Ripple Corrente 20kHz, 70°C}$$

$$\text{Rimp}_{\text{cap}} := 0.008 \Omega \quad \text{Máxima Impedância 20kHz 70°C}$$

9 - Cálculo do interruptor : Corrente Eficaz:

$$I_{L2_min} := I_0 - \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad I_{L2_min} = 4.75 \text{ A}$$

$$I_{S1_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left[I_{L2_min} + \left(\frac{V_{C1} - V_{C01}}{L_2} \right) \cdot t \right]^2 dt} \quad I_{S1_ef} = 3.537 \text{ A}$$

A corrente de pico sobre o interruptor buck é igual a corrente de pico no indutor L2:

$$I_{L2_max} := I_0 + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad I_{L2_max} = 5.25 \text{ A}$$

$$I_M := I_{L2_max}$$

$$I_{S_max} := I_M \quad I_{S_max} = 5.25 \text{ A}$$

A tensão máxima sobre o interruptor boost é determinada por:

$$V_{D2} := V_i$$

$$V_{S_max} := V_{D2} + V_{C1} \quad V_{S_max} = 300 \text{ V}$$

O interruptor escolhido foi o CoolMos SPP24N60C3 da Infineon, é um MOSFET com as seguintes características: $\text{°C} := 273 \text{ K}$

$$I_{D_sheet} := 24.3 \text{ A} \quad 25^\circ\text{C} \quad \text{e} \quad V_{GS} := 20 \text{ V} \quad \text{Corrente direta de Dreno;}$$

$$I_p := 72.9 \text{ A} \quad \text{Máxima corrente suportada;}$$

$$V_{DS} := 650 \text{ V} \quad \text{Máxima tensão entre Dreno e Source;}$$

$$R_{DS_on} := 0.16 \Omega \quad \text{Resistência entre Dreno e Source;}$$

$$R_{jc} := 0.52 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \quad \text{Resistência térmica junção/cápsula;}$$

$$R_{ja} := 62 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \quad \text{Resistência térmica junção/ambiente;}$$

$T_{f_S} := 14\text{ns}$ para $R_G=0.66\text{ohm}$ Tempo de descida da corrente de Dreno;

$T_r := 21\text{ns}$ para $R_G=0.66\text{ohm}$ Tempo de subida da corrente de Dreno.

$T_{j_max} := 140^\circ\text{C}$

Perda total (condução + comutação) neste componente:

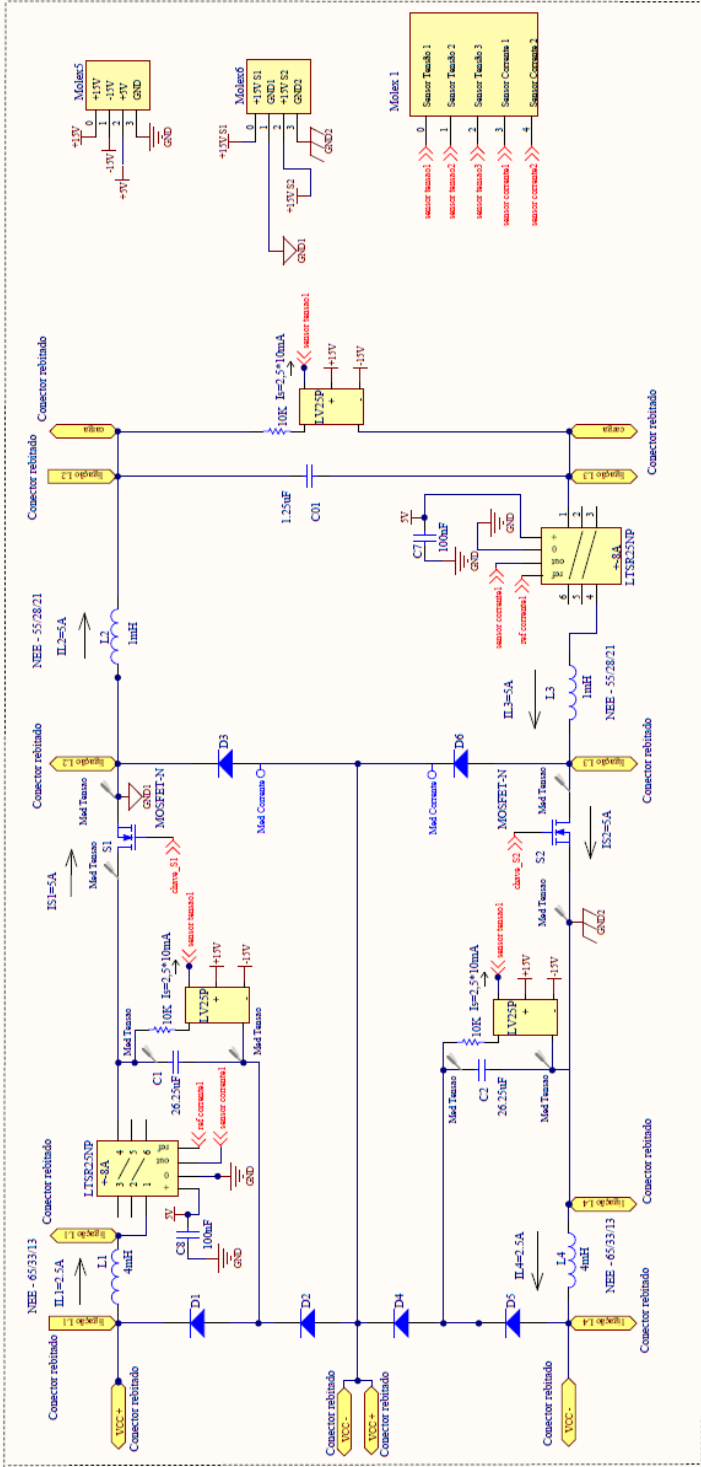
$$P_{S_cond} := R_{DS_on} \cdot I_{S1_ef}^2 \qquad P_{S_cond} = 2.002 \text{ W}$$

$$P_{S_com} := \frac{f_s}{2} \cdot (T_r + T_{f_S}) \cdot \left[\frac{(0.9 \cdot I_{S_max})}{\sqrt{2}} \right] \cdot V_0 \qquad P_{S_com} = 0.292 \text{ W}$$

$$P_{S_total} := P_{S_cond} + P_{S_com} \qquad P_{S_total} = 2.294 \text{ W}$$

**APÊNDICE B – Diagrama Esquemático do Conversor
Duplo Buck Quadrático**

Conversor Duplo Buck - Potência



Nome: Duplo Buck Quadrático

Matrícula: 31072014
 Disciplina: Eletrônica de Potência
 Data: 31/07/2014
 Assunto: Projeto de um Conversor Duplo Buck

**APÊNDICE C – Planilha de Cálculo do Dimensionamento
do Conversor Duplo Boost Quadrático**



Universidade Federal de Santa Catarina
Instituto de Eletrônica de Potência

Professor: Samir Ahmad Mussa, Dr.

Doutoranda: Franciéli Lima de Sá

Tese - Duplo Boost Quadrático Três Níveis

Projeto dos Parâmetros do Conversor

Florianópolis- Julho de 2013

Definição dos Principais Parâmetros:

$$V_{in} := 100V$$

tensão de entrada total

$$V_i := \frac{V_{in}}{2}$$

$$V_i = 50V$$

tensão de entrada referente ao indutor L₁

$$D := 0.5$$

razão cíclica

$$P_{in} := 1000W$$

potência de entrada total

$$I_{in} := \frac{P_{in}}{V_{in}}$$

$$I_{in} = 10A$$

corrente de entrada

$$f_s := 50kHz$$

frequência de chaveamento

$$T_s := \frac{1}{f_s}$$

$$T_s = 2 \times 10^{-5}s$$

período de operação do conversor

Ganho Estático

$$G_1 := \frac{1}{1-D}$$

$$G_1 = 2$$

ganho estático na primeira etapa

$$G_2 := \frac{1}{1-D}$$

$$G_2 = 2$$

ganho estático na segunda etapa

$$G_{total} := \frac{1}{(1-D)^2}$$

$$G_{total} = 4$$

ganho estático total do Conversor Boost Quadrático

$V_{C1_int} := G_1 \cdot V_i$	$V_{C1_int} = 100 \text{ V}$	tensão no capacitor 1
$V_{C2_int} := G_1 \cdot V_i$	$V_{C2_int} = 100 \text{ V}$	tensão no capacitor 2
$V_{C_int} := G_1 \cdot V_{in}$	$V_{C_int} = 200 \text{ V}$	tensão no capacitor 2
$V_{C01} := G_2 \cdot V_{C1_int}$	$V_{C01} = 200 \text{ V}$	tensão de saída 1
$V_{C02} := G_2 \cdot V_{C2_int}$	$V_{C02} = 200 \text{ V}$	tensão de saída 2
$V_0 := V_{C01} + V_{C02}$	$V_0 = 400 \text{ V}$	tensão de saída
$P_0 := P_{in}$	$P_0 = 1 \times 10^3 \text{ W}$	potência de saída
$I_0 := \frac{P_0}{V_0}$	$I_0 = 2.5 \text{ A}$	corrente de saída
$I_{Cint} := \frac{P_0}{V_{C_int}}$	$I_{Cint} = 5 \text{ A}$	corrente no capacitor intermediário

1 - Cálculo dos Indutores a partir das Ondulações de Corrente

Cálculo de L_1 :

$\Delta I_{L1} := 10\% \cdot I_{in}$	$\Delta I_{L1} = 1 \text{ A}$	ondulação de corrente em L1
$L_1 := \frac{\left(\frac{V_{in}}{2}\right) \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_{L1}}$	$L_1 = 5 \times 10^{-4} \text{ H}$	valor do indutor L1
$L_4 := L_1$	$L_4 = 5 \times 10^{-4} \text{ H}$	valor do indutor L4

Cálculo de L_2 :

$\Delta I_{L2} := 10\% \cdot I_{Cint}$	$\Delta I_{L2} = 0.5 \text{ A}$	ondulação de corrente em L2
$L_2 := \frac{V_{C1_int} \cdot D \cdot T_s}{\Delta I_{L2}}$	$L_2 = 2 \times 10^{-3} \text{ H}$	valor do indutor L2
$L_3 := L_2$	$L_3 = 2 \times 10^{-3} \text{ H}$	valor do indutor L3

2 - Cálculo do capacitor de saída

Cálculo de C_{01} :

$\Delta V_0 := 1\% \cdot V_{C01}$	$\Delta V_0 = 2 \text{ V}$	ondulação da tensão de saída
-----------------------------------	----------------------------	------------------------------

$$C_{01} := \frac{I_0 \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_0} \quad C_{01} = 1.25 \times 10^{-5} \text{ F} \quad \text{valor do capacitor C01}$$

$$C_{02} := C_{01} \quad C_{02} = 1.25 \times 10^{-5} \text{ F} \quad \text{valor do capacitor C02}$$

3 - Cálculo do capacitor intermediário

Cálculo de C_{C1_int} :

$$\Delta V_{C1_int} := 1\% \cdot V_{C1_int} \quad \Delta V_{C1_int} = 1 \text{ V} \quad \text{ondulação da tensão de saída}$$

$$C_{1_int} := \frac{I_{Cint} \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_{C1_int}} \quad C_{1_int} = 5 \times 10^{-5} \text{ F} \quad \text{valor do capacitor C1}$$

$$C_{2_int} := C_{1_int} \quad C_{2_int} = 5 \times 10^{-5} \text{ F} \quad \text{valor do capacitor C2}$$

4 - Cálculo do resistor de saída

Cálculo de R_0 :

$$R_0 := \frac{V_0^2}{P_0} \quad R_0 = 160 \Omega \quad \text{valor do resistor R0}$$

5 - Cálculo do Indutor Boost L1

Reescrevendo as Especificações:

Frequência de Chaveamento:	$f_s = 5 \times 10^4 \frac{1}{s}$
Corrente média no indutor:	$I_{L1_med} := 10A$ $I_{L1_pico} := 10.5A$ $I_{L1_ef_max} := 10A$
Corrente média no indutor:	$I_{L2_med} := 5A$ $I_{L2_ef_max} := 5A$
Ondulação de corrente L1:	$\Delta I_{L1} = 1 A$
Ondulação de corrente L2:	$\Delta I_{L2} = 0.5 A$

Dados:

Indutância:	$L_1 = 5 \times 10^{-4} H$
Indução máxima:	$B_{max} := 0.25T$
Fator de ocupação:	$K_w := 0.7$
Densidade de corrente:	$J_{max} := 350 \frac{A}{cm^2}$

Dimensionamento do núcleo:

$$AeAw := \frac{L_1 \cdot I_{L1_med} \cdot I_{L1_pico}}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K_w} \quad AeAw = 8.571 \times 10^{-8} \cdot m^4 \quad \frac{AeAw}{cm^4} = 8.571 \times 10^0$$

Núcleo Escolhido: **NEE-65/33/26 Thornton**

O resultado do produto das áreas, leva a utilização do núcleo de ferrite NEE-65/33/26 da Thornton, cujos dados são extraídos do datasheet:

$MLT := 14.8cm$	Comprimento médio de uma espira
$Ae := 5.32cm^2$	Área da seção transversal do núcleo
$m_n := 193.5g$	

$$V_{\text{nucleo}} := 78.2 \text{ cm}^3$$

Volume do Núcleo

$$A_w := 3.7 \text{ cm}^2$$

$$A_e \cdot A_w = 1.968 \times 10^{-7} \text{ m}^4$$

$$A_e A_w l := \frac{(A_e \cdot A_w)}{\text{cm}^4} = 19.684$$

Número de espiras:

$$N_{L2} := \frac{L_1 \cdot \left[(I_{L1_med}) + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right]}{B_{\max} \cdot A_e}$$

$$N_{L2} = 39.474$$

$$N_e := \text{ceil} \left[\frac{L_1 \cdot \left[(I_{L1_med}) + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \right]}{B_{\max} \cdot A_e} \right]$$

$$N_e = 40$$

Entreferro:

O entreferro é calculado utilizando a expressão da permeancia.

Seja a permeabilidade magnetica no vácuo constante

$$\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$$

o comprimento total do entreferos

$$l_g := \frac{N_{L2}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_1}$$

$$l_g = 2.083 \times 10^{-3} \text{ m}$$

$$l_g := \frac{l_g}{2}$$

$$l = 0.104 \cdot \text{cm}$$

Seção dos Condutores:

$$S_{Lm1} := \frac{I_{L1_ef_max}}{J_{\max}}$$

$$S_{Lm1} = 2.857 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$S_{Lm} := \frac{(S_{Lm1})}{\text{cm}^2}$$

$$S_{Lm} = 0.029$$

Cálculo da bitola dos condutores:

Penetração máxima:

$$\Delta := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}}$$

$$2 \cdot \Delta = 0.067 \text{ s}^{0.5}$$

Para este coeficiente de penetração a bitola máxima do fio é: AWG17

$$S_{\text{fio}} := 0.010379 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{fio_isolado}} := 0.012164$$

$$\rho_{\text{fio}} := 0.000222 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de Cobre:

$$A_{\text{cobre}} := \frac{I_{L1_med}}{J_{\text{max}}}$$

$$A_{\text{cobre}} = 2.857 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

Número de condutores:

$$n_{\text{cond}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}} \text{ cm}^2} \right)$$

$$n_{\text{cond}} = 3$$

Possibilidade de execução:

$$A_{w_{\text{min}}} := \frac{N \cdot n_{\text{cond}} \cdot S_{\text{fio_isolado}}}{K_w} \text{ cm}^2$$

$$A_{w_{\text{min}}} = 5.213 \times 10^{-6} \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^3}{\text{s}^2}$$

$$\frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_w} = 0.014$$

Ok! Pode ser executado ($A_{w_{\text{min}}}/A_w < 1$)

Comprimento do fio de cobre:

$$L_{\text{enroll}} := \text{MLT} \cdot N_e$$

$$L_{\text{enroll}} = 5.92 \text{ m}$$

$$L_{\text{enrol}} := \frac{(L_{\text{enroll}})}{100}$$

Comprimento Total do Enrolamento do Indutor

$$L_{\text{enrol_total}} := (L_{\text{enroll}}) \cdot n_{\text{cond}}$$

$$L_{\text{enrol_total}} = 17.76 \text{ m}$$

5.1- Cálculo Térmico L1:

As perdas totais do indutor estão compostas pelas perdas no cobre dos enrolamentos e as perdas magnéticas do núcleo.

Possibilidade de execução:

$$R_{\text{cobre}} := \frac{\rho_{\text{fio}} \cdot (L_{\text{enrol}})}{3 \cdot 0.010379}$$

$$R_{\text{cobre}} = 0.042 \Omega$$

Resistência total de cobre de condução do enrolamento

Potência dissipada no cobre:

$$P_{\text{cobre}} := R_{\text{cobre}} \cdot I_{L1_med}^2$$

$$P_{\text{cobre}} = 4.221 \text{ W}$$

Perdas Magnéticas no núcleo de Ferrite IP12R:

Excursão de densidade de fluxo durante a operação

$$\Delta B1 := \frac{\Delta I_{L1} \cdot B_{\max}}{I_{L1_med} + \Delta I_{L1}} \quad \Delta B1 = 0.023 \text{ T}$$

$$\Delta B2 := \frac{\Delta B1}{T} \quad \Delta B2 = 0.023$$

Para o material IP-12 da Thorton @80°C tem-se:

$$C_m := 7.9292 \cdot 10^{-3} \quad x := 1.4017 \quad y := 2.3294 \quad f_{chav1} := \frac{f_s}{Hz}$$

$$V_{nucleo1} := \frac{V_{nucleo}}{L} \quad V_{nucleo1} = 0.078$$

$$P_{nucleo1} := C_m \cdot f_{chav1}^x \cdot \left(\frac{\Delta B2}{2} \right)^y \cdot \frac{V_{nucleo1}}{1000} \quad P_{nucleo1} = 7.071 \times 10^{-5}$$

$$P_{nucleo} := P_{nucleo1} \cdot W \quad P_{nucleo} = 7.071 \times 10^{-5} \text{ W}$$

Perdas Totais:

$$P_{total} := P_{cobre} + P_{nucleo} \quad P_{total} = 4.221 \text{ W}$$

Resistência Térmica do Núcleo:

$$AeAw_{lo} := \frac{Ae \cdot Aw}{cm^4} \quad AeAw_{lo} = 19.684$$

$$R_{nucleo} := 23 \cdot AeAw_{lo}^{-0.37} \cdot \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right) \quad R_{nucleo} = 7.637 \frac{s^3 \cdot K}{kg \cdot m^2}$$

$$\Delta T := (P_{cobre} + P_{nucleo}) \cdot R_{nucleo} \quad \Delta T = 32.234 \cdot \Delta^\circ C$$

$$\text{Seja a temperatura ambiente:} \quad T_i := 25 \cdot (\Delta^\circ C)$$

$$\text{A temperatura do ponto mais quente} \quad T_f := T_i + \Delta T \quad T_f = 57.234 \text{ K}$$

6 - Cálculo do Indutor Boost L2

Reescrevendo as Especificações:

Frequência de Chaveamento: $f_s = 5 \times 10^4 \frac{1}{s}$

Corrente média no indutor: $I_{L2_med} = 5 \text{ A}$

Ondulação de corrente: $\Delta I_{L2} = 0.5 \text{ A}$

Dados:

Indutância: $L_2 = 2 \times 10^{-3} \text{ H}$

Indução máxima: $B_{maxL2} := 0.3 \text{ T}$

Fator de ocupação: $K_{wL2} := 0.7$

Densidade de corrente: $J_{maxL2} := 350 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Dimensionamento do núcleo:

$$\frac{A_e A_w}{B_{maxL2} \cdot J_{maxL2} \cdot K_{wL2}} = \frac{L_2 \cdot I_{L2_med}^2}{B_{maxL2} \cdot J_{maxL2} \cdot K_{wL2}} \quad A_e A_w = 6.803 \times 10^{-8} \cdot \text{m}^4 \quad \frac{A_e A_w}{\text{cm}^4} = 6.803 \times 10^0$$

Núcleo Escolhido:

NEE-65/33/26 Thornton

Dados do núcleo NEE-65/33/26 material IP 12R:

$MLT_{L2} := 14.8 \text{ cm}$ Comprimento médio de uma espira

$A_{eL2} := 5.32 \text{ cm}^2$ Área da seção transversal do núcleo

$m_{h_L2} := 193.5 \text{ g}$

$V_{nucleo_L2} := 78.2 \text{ cm}^3$ Volume do Núcleo

$A_{wL2} := 3.7 \text{ cm}^2$

$A_e \cdot A_w = 1.968 \times 10^{-7} \text{ m}^4$ $A_e A_{wL2} := \frac{\left(\left(A_{eL2} \cdot A_{wL2} \right) \right)}{\text{cm}^4} = 19.684$

Número de espiras:

$$N_{L_2} := \frac{L_2 \cdot \left[\left(I_{L2_med} \right) + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right]}{B_{maxL2} \cdot A_{eL2}} \quad N_{e_L2} := \text{ceil} \left[\frac{L_2 \cdot \left[\left(I_{L2_med} \right) + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \right]}{B_{maxL2} \cdot A_{eL2}} \right]$$

$N_{L_2} = 65.789$ $N_{e_L2} = 66$

Entreferro:

O entreferro é calculado utilizando a expressão da permeancia.

Seja a permeabilidade magnetica no vácuo constante $\mu_0 := 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{H}}{\text{m}}$

o comprimento total do entreferros

$$l_{g_L2} := \frac{N_{L2}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{cL2}}{L_2} \quad l_{g_L2} = 1.447 \times 10^{-3} \text{ m} \quad l_{L2} := \frac{l_{g_L2}}{2} \quad l_{L2} = 0.072 \cdot \text{cm}$$

Cálculo da bitola dos condutores:

Penetração máxima:

$$\Delta_{L2} := \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} \quad 2 \cdot \Delta_{L2} = 0.067 \text{ s}^{0.5}$$

Para este coeficiente de penetração a bitola máxima do fio é: AWG17

$$S_{\text{fio_L2}} := 0.010379$$

Tabela de Fios Esmaltados-livro:
Projeto de Fontes Chaveadas

$$S_{\text{fio_isolado_L2}} := 0.012164$$

$$\rho_{\text{fio_L2}} := 0.000222 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

Área de Cobre:

$$A_{\text{cobre_L2}} := \frac{I_{L2_med}}{J_{\text{max}L2}} \quad A_{\text{cobre_L2}} = 1.429 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

Número de condutores:

$$n_{\text{cond_L2}} := \text{ceil} \left(\frac{A_{\text{cobre_L2}}}{S_{\text{fio_L2}} \text{ cm}^2} \right) \quad n_{\text{cond_L2}} = 2$$

Perdas no Cobre:

$$A_{w_min_L2} := \frac{N_{L2}^2 \cdot n_{\text{cond_L2}} \cdot S_{\text{fio_isolado_L2}}}{K_{wL2}} \text{ cm}^2 \quad A_{w_min_L2} = 2.286 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$
$$\frac{A_{w_min_L2}}{A_{wL2}} = 0.618 \quad \text{Ok! Pode ser executado (Awmin/Aw < 1)}$$

Comprimento do fio de cobre:

$$L_{\text{enrol1_L2}} := \text{MLT} \cdot N_{e_L2} \quad L_{\text{enrol1_L2}} = 9.768 \text{ m} \quad L_{\text{enrol_L2}} := \frac{(L_{\text{enrol1_L2}})}{100}$$

Comprimento Total do Enrolamento do Indutor

$$L_{\text{fio_total_L2}} := (L_{\text{enrol1_L2}}) \cdot n_{\text{cond_L2}} \quad L_{\text{fio_total_L2}} = 19.536 \text{ m}$$

6.1- Cálculo Térmico L2:

As perdas totais do indutor estão compostas pelas perdas no cobre dos enrolamentos e as perdas magnéticas do núcleo.

Possibilidade de execução:

$$R_{\text{cobre_L2}} := \frac{\rho_{\text{fio_L2}} \cdot L_{\text{enrol_L2}}}{n_{\text{cond_L2}} \cdot S_{\text{fio_L2}}} \quad R_{\text{cobre_L2}} = 0.104 \, \Omega \quad \text{Resistência total de cobre de condução do enrolamento}$$

Potência dissipada no cobre:

$$P_{\text{cobre_L2}} := R_{\text{cobre_L2}} \cdot I_{\text{L2_med}}^2 \quad P_{\text{cobre_L2}} = 2.612 \text{ W}$$

Perdas Magnéticas no núcleo de Ferrite IP12R:

$$\Delta B1_L2 := \frac{\Delta I_{\text{L2}} \cdot B_{\text{maxL2}}}{I_{\text{L2_med}} + \Delta I_{\text{L2}}} \quad \Delta B1_L2 = 0.027 \text{ T}$$

$$\Delta B2_L2 := \frac{\Delta B1_L2}{T} \quad \Delta B2_L2 = 0.027 \quad \text{Excursão de densidade de fluxo durante a operação}$$

Para o material IP-12 da Throrton @80°C tem-se:

$$C_{\text{m_L2}} := 7.9292 \cdot 10^{-3} \quad x_{\text{L2}} := 1.4017 \quad y_{\text{L2}} := 2.3294 \quad f_{\text{s1}} := \frac{f_{\text{s}}}{\text{Hz}}$$

$$V_{\text{nucleo1_L2}} := \frac{V_{\text{nucleo_L2}}}{L} \quad V_{\text{nucleo1_L2}} = 0.078$$

$$P_{\text{nucleo1_L2}} := C_{\text{m_L2}} \cdot f_{\text{s1}}^{x_{\text{L2}}} \cdot \left(\frac{\Delta B2_L2}{2} \right)^{y_{\text{L2}}} \cdot \frac{V_{\text{nucleo1_L2}}}{1000} \quad P_{\text{nucleo1_L2}} = 1.081 \times 10^{-4}$$

$$P_{\text{nucleo_L2}} := P_{\text{nucleo1_L2}} \cdot W \quad P_{\text{nucleo_L2}} = 1.081 \times 10^{-4} \text{ W}$$

Perdas Totais:

$$P_{\text{total_L2}} := P_{\text{cobre_L2}} + P_{\text{nucleo_L2}} \quad P_{\text{total_L2}} = 2.612 \text{ W}$$

Resistência Térmica do Núcleo:

$$A_{\text{eAw}}_{\text{lo_L2}} := \frac{A_{\text{eL2}} \cdot A_{\text{wL2}}}{\text{cm}^4} \quad A_{\text{eAw}}_{\text{lo_L2}} = 19.684$$

$$R_{\text{nucleo_L2}} := 23 \cdot A_{\text{eAw}}_{\text{lo_L2}}^{-0.37} \cdot \left(\frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} \right) \quad R_{\text{nucleo_L2}} = 7.637 \frac{\text{s}^3 \cdot \text{K}}{\text{kg} \cdot \text{m}^2}$$

$$\Delta T_{\text{L2}} := (P_{\text{cobre_L2}} + P_{\text{nucleo_L2}}) \cdot R_{\text{nucleo_L2}}$$

$$\Delta T_{\text{L2}} = 19.945 \cdot \Delta^\circ\text{C}$$

Seja a temperatura ambiente:

$$T_{\text{i}} := 25 \cdot (\Delta^\circ\text{C})$$

A temperatura do ponto mais quente

$$T_{f_L2} := T_i + \Delta T_{L2}$$

$$T_{f_L2} = 44.9451^{\circ}\text{C}$$

6.2 - Cálculo do capacitor de saída:

Novamente o Cálculo de C_0 :

$$\Delta V_{01} := 1\% \cdot V_{C01}$$

$$\Delta V_{01} = 2 \text{ V}$$

ondulação da tensão de saída

$$C_{011} := \frac{I_0 \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_{01}}$$

$$C_{011} = 1.25 \times 10^{-5} \text{ F}$$

valor do capacitor C0

Pode-se usar 22uF para 250V.

Dados do Capacitor Escolhido: EPCOS Aluminum Electrolytic Capacitors

$$V_{DC} := 250 \text{ V}$$

$$C := 22 \mu\text{F}$$

Tolerancia + -20%

$$I_{\text{max}} := 480 \text{ mA}$$

Máximo Ripple Corrente 100kHz, 105°C

$$R_{\text{imp_cap}} := 2.3 \Omega$$

Máxima Impedância 100kHz 20°C

Por questão de disponibilidade no laboratório, escolha-se:

Dados do Capacitor Escolhido: Nichicon- Large can Type Aluminum Electrolytic Capacitors
Nichicon GX

http://www.nichicon.co.jp/english/products/alm_large/pict_f.htm

$$V_{DC_C0} := 250 \text{ V}$$

$$C_{00} := 560 \mu\text{F}$$

Tolerancia + -20%

$$I_{\text{max_C0}} := 1.78 \text{ A}$$

Máximo Ripple Corrente 100kHz, 105°C

Como será necessário $V_{\text{saida}}=200\text{V}$, $I_{\text{saida}}=2,5\text{A}$, o capacitor total de saída será o arranjo de 2 capacitores em paralelo escolhido da Nichicon:

$$I_{\text{max_total}} := 2 \cdot I_{\text{max}}$$

$$I_{\text{max_total}} = 0.96 \text{ A}$$

6.3 - Cálculo do capacitor intermediário:

Novamente o Cálculo de C_0 :

$$\Delta V_{C11_int} := 1\% \cdot V_{C1_int}$$

$$\Delta V_{C11_int} = 1 \text{ V}$$

ondulação da tensão de saída

$$C_{1_iint} := \frac{I_{Cint} \cdot D \cdot T_s}{\Delta V_{C1_int}}$$

$$C_{1_iint} = 5 \times 10^{-5} \text{ F}$$

valor do capacitor C1

Pode-se usar 68uF para 160V.

Dados do Capacitor Escolhido: EPCOS Aluminum Electrolytic Capacitors

$$V_{DC_Cint} := 160V \quad C_{intt} := 68\mu F \quad \text{Tolerancia} + -20\%$$

$$I_{max_Cint} := 960mA \quad \text{Máximo Ripple Corrente 100KHz, 105°C}$$

$$R_{imp_cap_Cint} := 0.63\Omega \quad \text{Máxima Impedância 100KHz 20°C}$$

Por questão de disponibilidade no laboratório, escolheu-se:

Dados do Capacitor Escolhido: Nichicon- Large can Type Aluminum Electrolytic Capacitors
Nichicon GX

http://www.nichicon.co.jp/english/products/alm_large/pict_f.htm

$$V_{DC_intt} := 250V \quad C_{int} := 560\mu F \quad \text{Tolerancia} + -20\%$$

$$I_{max_Ciint} := 1.78A \quad \text{Máximo Ripple Corrente 100KHz, 105°C}$$

Como será necessário $V_{inter}=100V$, $I_{saida}=5A$, o capacitor total de saída será o arranjo de 3 capacitores em paralelo escolhido da Nichicon:

$$I_{max_totalt} := 3 \cdot I_{max_Ciint} \quad I_{max_totalt} = 5.34 A$$

6.4 - Cálculo do interruptor :

Corrente Eficaz:

$$I_S := I_{L1_med} + I_{L2_med} \quad I_S = 15 A$$

$$I_{S_ef} := \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} (I_S)^2 dt} \quad I_{S_ef} = 10.607 A$$

A corrente de pico sobre o interruptor boost é igual a corrente de pico no indutor boost:

$$I_{L1_max} := I_{L1_med} + \Delta I_{L1}$$

$$I_{L2_max} := I_{L2_med} + \Delta I_{L2}$$

$$I_{S_max} := I_{L1_max} + I_{L2_max} \quad I_{S_max} = 16.5 A$$

A tensão máxima sobre o interruptor boost é determinada por:

$$V_{Smax} := V_{C01} + \Delta V_{01} \quad V_{Smax} = 202 V$$

O interruptor escolhido foi o CoolMos, é um MOSFET com as seguintes características:

$$^{\circ}C := 273K$$

$$I_{D_sheet} := 24.3A \quad 25^{\circ}C \quad e \quad V_{GS} := 20V \quad \text{Corrente direta de Dreno;}$$

$$I_p := 72.9A$$

Máxima corrente suportada;

$$V_{DS} := 650V$$

Máxima tensão entre Dreno e Source;

$$R_{DS_on} := 0.16\Omega$$

Resistência entre Dreno e Source;

$$R_{jc} := 0.52 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

Resistência térmica junção/cápsula;

$$R_{ja} := 62 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

Resistência térmica junção/ambiente;

Deve-se comparar o resultado de P_{S_total} com o P_{spice} , e notar se é necessário aumentar o tempo de descida e subida da corrente na chave, multiplicando o valor do datasheet por n-vezes

$$T_{f_s} := 6ns$$

para $R_G=3.3ohm$

Tempo de descida da corrente de Dreno;

$$T_r := 21ns$$

para $R_G=3.3ohm$

Tempo de subida da corrente de Dreno.

$$T_{j_max} := 140^\circ C$$

Perda total (condução + comutação) neste componente:

$$P_{S_cond} := R_{DS_on} \cdot I_{S_cf}^2$$

$$P_{S_cond} = 18W$$

$$P_{S_com} := \frac{f_s}{2} \cdot (T_r + T_{f_s}) \cdot \left[\frac{(0.9 \cdot I_{S_max})}{\sqrt{2}} \right] \cdot V_0$$

$$P_{S_com} = 2.835W$$

$$P_{S_total} := P_{S_cond} + P_{S_com}$$

$$P_{S_total} = 20.835W$$

7. Determinando o dissipador: Dados:

$$T_a := 30 \cdot (\Delta^\circ C)$$

Temperatura ambiente

$$T_{j_max_dis} := 140 \cdot (\Delta^\circ C)$$

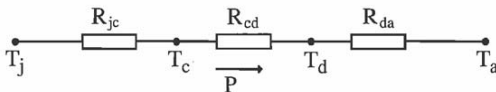
Temperatura de junção, datasheet CoolMos

$$R_{jc_dis} := 0.56 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

Resistencia junção capsula, datasheet CoolMos

$$R_{cd} := 0.5 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

Resistencia capsula dissipador, depende do encapsulamento e do tipo de pasta entre a capsula e o dissipador. Datasheet CoolMos: TO 247



$$R_{da} := \frac{(T_{j_max_dis} - T_a) - [(R_{jc_dis} + R_{cd}) \cdot P_{S_total}]}{P_{S_total}}$$

$$R_{da} = 4.22 \frac{s \cdot K}{kg \cdot m^2}$$

$$R_{da_dis} := R_{da} \cdot \left(\frac{m^2 \cdot kg}{K \cdot s^3} \right) \quad R_{da_dis} = 4.22 \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

Para um dado dissipador escolhido, com largura e alturas determinadas, o comprimento é determinado pelo valor da resistencia termica necessaria. Como o valor de Rda calculado=4,519°C/W e a resistencia termica desse dissipador 1,17°C. Determinamos um novo valor de Rda, que não ultrapasse 4,519°C/W:

$$Resis_Term := 1.17 \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right) \quad Rda_novo = 4.68 \frac{s^3 \cdot K}{kg \cdot m^2}$$

Apesar do novo Rda possuir uma leve ultrapassagem em relação ao antigo, iremos utilizar este valor porque simplificam os calculos;

Como a resistencia termica é dada por: 1,17°C/W/polegadas. Multiplicando por 4XResistencia o comprimento em 4polegadas sera dividido por 4.

$$comprimento := \frac{4}{4} \text{ polegadas} \quad comprimento := 1 \text{ polegada} \quad comprimento := 2.54 \text{ cm}$$

Como o Conversor possui dois interruptores:

$$comprimento_int := 2.2.54 \quad comprimento_int = 5.08 \text{ cm}$$

7.1 - Cálculo do Diodo D1:

a) Corrente Média

$$I_{D1} := I_{L1_med} \quad I_{D1_med} := \frac{I_{D1}}{2} \quad I_{D1_med} = 5 \text{ A}$$

b) Corrente Eficaz

$$I_{D1_ef} := \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(1-D) \cdot T} (I_{D1})^2 dt} \quad I_{D1_ef} = 7.071 \text{ A}$$

c) Tensão Reversa Máxima

$$V_{D1_max} := V_{C1_int} \quad V_{D1_max} = 100 \text{ V}$$

O diodo a ser utilizado será o C25P40FR da "Nihon Inter electronics corporation" que possui as seguintes características:

$$I_F := 25 \text{ A} \quad 85^\circ C \quad \text{Corrente média direta para } 85^\circ C$$

$$V_r := 400 \text{ V} \quad \text{Tensão reversa máxima}$$

$$R_{jc_D1} := 2 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

$$R_{cd_D1} := 1 \cdot \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

$$T_{j_max_D1} := 150 \cdot (\Delta^\circ C)$$

$$T_{a_D1} := 30 \cdot (\Delta^\circ C)$$

$$V_{T0} := 1.25V$$

Datasheet do Diodo

$$I_{T0} := 12.5A$$

Datasheet do Diodo

d) Cálculo da Resistência do Dissipador

$$r_T := \frac{V_{T0}}{I_{T0}} \quad r_T = 0.1 \Omega$$

$$P_{dissipada} := V_{T0} \cdot I_{D1_med} + r_T \cdot I_{D1_ef}^2 \quad P_{dissipada} = 11.25 W$$

$$R_{daa} := \frac{\left[(T_{j_max_D1} - T_{a_D1}) - (R_{jc_D1} + R_{cd_D1}) \cdot P_{dissipada} \right]}{P_{dissipada}} \quad R_{daa} = 7.667 \frac{s^3 \cdot K}{kg \cdot m^2}$$

$$R_{dda} := \frac{R_{daa} \cdot \left(\frac{m^2 \cdot kg}{K \cdot s^3} \right)}{K \cdot s^3} \quad R_{dda} = 7.667 \Omega$$

Para a escolha do dissipador, quanto maior Rda, menor o dissipador:

Dissipador escolhido:

Resistencia Termica: 1.17 (Δ°C)/W/pol

Dimensões Aproximadas: 14.5cm largura / 6.9cm altura

Para um dado dissipador escolhido, com largura e alturas determinadas, o comprimento é determinado pelo valor da resistencia termica necessaria. Como o valor de Rda calculado= 7.667°C/W e a resistencia termica desse dissipador 1,17°C. Determinamos um novo valor de Rda, que não ultrapasse 7.667°C/W:

$$Resis_Term_D1 := 1.17 \left(\frac{\Delta^\circ C}{W} \right)$$

$$Rda_novo_D1 := Resis_Term \cdot 6 \quad Rda_novo_D1 = 7.02 \frac{s^3 \cdot K}{kg \cdot m^2}$$

Apesar do novo Rda possuir uma leve ultrapassagem em relação ao antigo, iremos utilizar este valor porque simplificam os calculos;

Como a resistencia termica é dada por: 1,17°C/W/polegadas. Multiplicando por 6XResistencia o comprimento em 4polegadas sera dividido por 6.

$$comprimento_D1 := \frac{4}{6} \text{ polegadas}$$

$$\text{comprimento_D11} := \frac{4}{6} \cdot 2.54$$

$$\text{comprimento_D11} = 1.693$$

Como o Conversor possui 4 diodos com a mesma corrente

$$\text{comprimento_diodo1} := 4 \cdot \text{comprimento_D11}$$

$$\text{comprimento_diodo1} = 6.773 \text{ cm}$$

7.2 - Cálculo do Diodo D2:

a) Corrente Média

$$I_{D2} := I_{L2_med}$$

$$I_{D2_med} := \frac{I_{D2}}{2}$$

$$I_{D2_med} = 2.5 \text{ A}$$

b) Corrente Eficaz

$$I_{D2_ef} := \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(1-D) \cdot T} (I_{D2})^2 dt}$$

$$I_{D2_ef} = 3.536 \text{ A}$$

c) Tensão Reversa Máxima

$$V_{D2_max} := \frac{V_0}{2}$$

$$V_{D2_max} = 200 \text{ V}$$

O diodo a ser utilizado será o C25P40FR da "Nihon Inter electronics corporation" que possui as seguintes características:

$$I_{F_D2} := 25 \text{ A } 85^\circ\text{C}$$

Corrente média direta para 85°C

$$V_{r_D2} := 400 \text{ V}$$

Tensão reversa máxima

d) Cálculo da Resistência do Dissipador

$$r_{T_D2} := \frac{V_{T0}}{I_{T0}}$$

$$r_{T_D2} = 0.1 \Omega$$

$$P_{\text{dissipada_D2}} := V_{T0} \cdot I_{D2_med} + r_{T_D2} \cdot I_{D2_ef}^2$$

$$P_{\text{dissipada_D2}} = 4.375 \text{ W}$$

$$R_{da_D2} := \frac{[(T_{j_max_D1} - T_{a_D1}) - (R_{jc_D1} + R_{cd_D1}) \cdot P_{\text{dissipada_D2}}]}{P_{\text{dissipada_D2}}}$$

$$R_{da_D22} := \frac{R_{da_D2} \cdot \left(\frac{\text{m}^2 \cdot \text{kg}}{\text{K} \cdot \text{s}^3} \right)}{\text{K} \cdot \text{s}^3}$$

$$R_{da_D22} = 24.429$$

Para a escolha do dissipador, quanto maior Rda, menor o dissipador:

Dissipador escolhido:

Resistencia Termica: 1.17 ($\Delta^\circ\text{C}/\text{W}$)/pol

Dimensões Aproximadas: 14.5cm largura / 6.9cm altura

Para um dado dissipador escolhido, com largura e alturas determinadas, o comprimento é determinado pelo valor da resistencia termica necessaria. Como o valor de Rda calculado= 24.429 $^\circ\text{C}/\text{W}$ e a resistencia termica desse dissipador 1,17 $^\circ\text{C}$. Determinamos um novo valor de Rda, que não ultrapasse 24.429 $^\circ\text{C}/\text{W}$:

$$\text{Resis_Term_D2} := 1.17 \left(\frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} \right)$$

$$\text{Rda_novo_D2} := \text{Resis_Term} \cdot 20 \qquad \text{Rda_novo_D2} = 23.4 \frac{\text{s}^3 \cdot \text{K}}{\text{kg} \cdot \text{m}^2}$$

Apesar do novo Rda possuir uma leve ultrapassagem em relação ao antigo, iremos utilizar este valor porque simplificam os calculos;

Como a resistencia termica é dada por: 1,17 $^\circ\text{C}/\text{W}$ /polegadas. Multiplicando por 20XResistencia o comprimento em 4polegadas sera dividido por 20.

$$\text{comprimento_D2} := \frac{4}{20} \text{ polegadas} \qquad \text{comprimento_D22} := \frac{4}{20} \cdot 2.54 \qquad \text{comprimento_D22} = 0.508$$

Como o Conversor possui 4 diodos com a mesma corrente

$$\text{comprimento_diodo2} := 2 \cdot \text{comprimento_D22} \qquad \text{comprimento_diodo2} = 1.016 \text{ cm}$$

7.3 - Cálculo do Diodo D3:

a) Corrente Média

$$\begin{aligned} I_{D3} &:= I_{L1_med} \\ I_{D3_med} &:= \frac{I_{D3}}{2} \qquad I_{D3_med} = 5 \text{ A} \end{aligned}$$

b) Corrente Eficaz

$$\begin{aligned} I_{D3_ef} &:= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D \cdot T} (I_{D3})^2 dt} \\ I_{D3_ef} &= 7.071 \text{ A} \end{aligned}$$

c) Tensão Reversa Máxima

$$\begin{aligned} V_{S1} &:= V_{C01} \\ V_{D3_max} &:= V_{S1} - V_{C1_int} \qquad V_{D3_max} = 100 \text{ V} \end{aligned}$$

O diodo a ser utilizado será o C25P40FR da "Nihon Inter electronics corporation" que possui as seguintes características:

$I_{F_D3} := 25A$ $85^{\circ}C$

Corrente média direta para $85^{\circ}C$

$V_{r_D3} := 400V$

Tensão reversa máxima

$T_{j_max_D3} := ^{\circ}C$

Temperatura máxima de junção

$T_{amb} := 30^{\circ}C$

Temperatura ambiente

7.4 - Cálculo do Dissipador:

Considerando os cálculos já realizados para o interruptor e para os diodos somando os resultados:

$\text{Comprimento_diss} := \text{comprimento_int} + \text{comprimento_diodo1} + \text{comprimento_diodo2}$

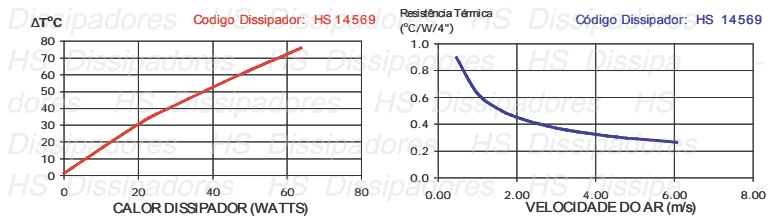
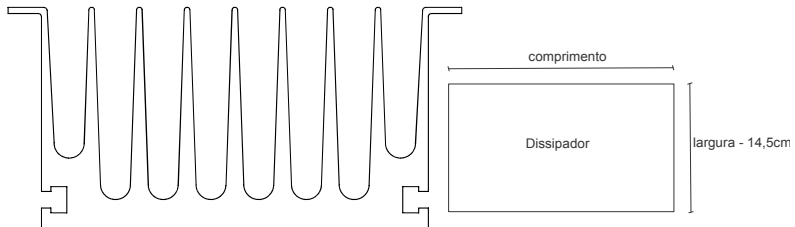
$\text{Comprimento_diss} = 12.869 \text{ cm}$

Para a escolha do dissipador, quanto maior R_{da} , menor o dissipador:

Dissipador escolhido:

Resistencia Termica: $1.17 (^{\circ}C/W/pol)$

Dimensões Aproximadas: 14.5cm largura / 6.9cm altura

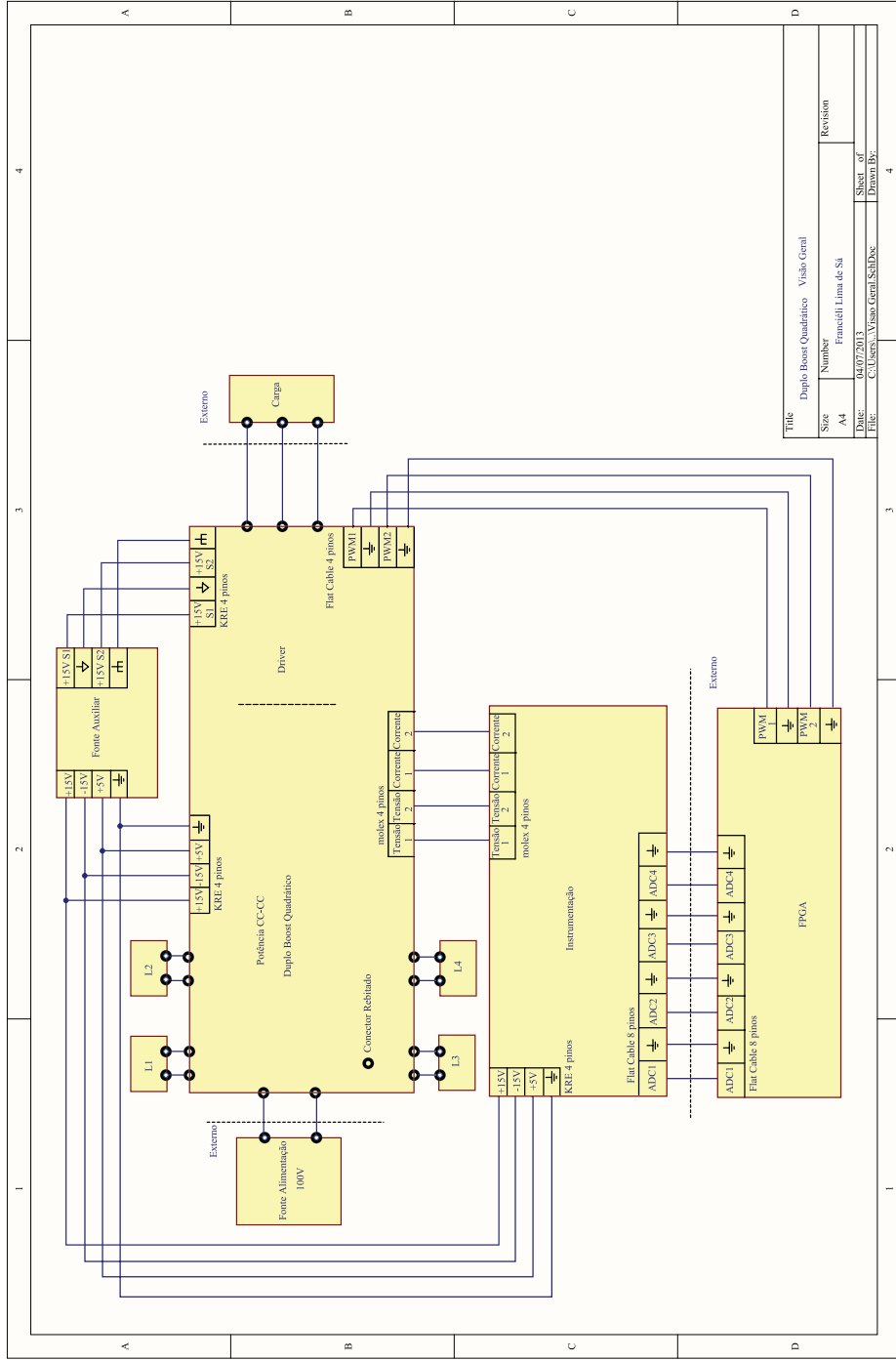


HS Beneficiamento de Alumínio Ltda
Rua Roberto Koch, 296 S Paulo(SP) CEP 04221-060

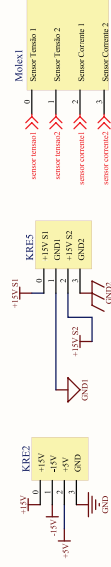
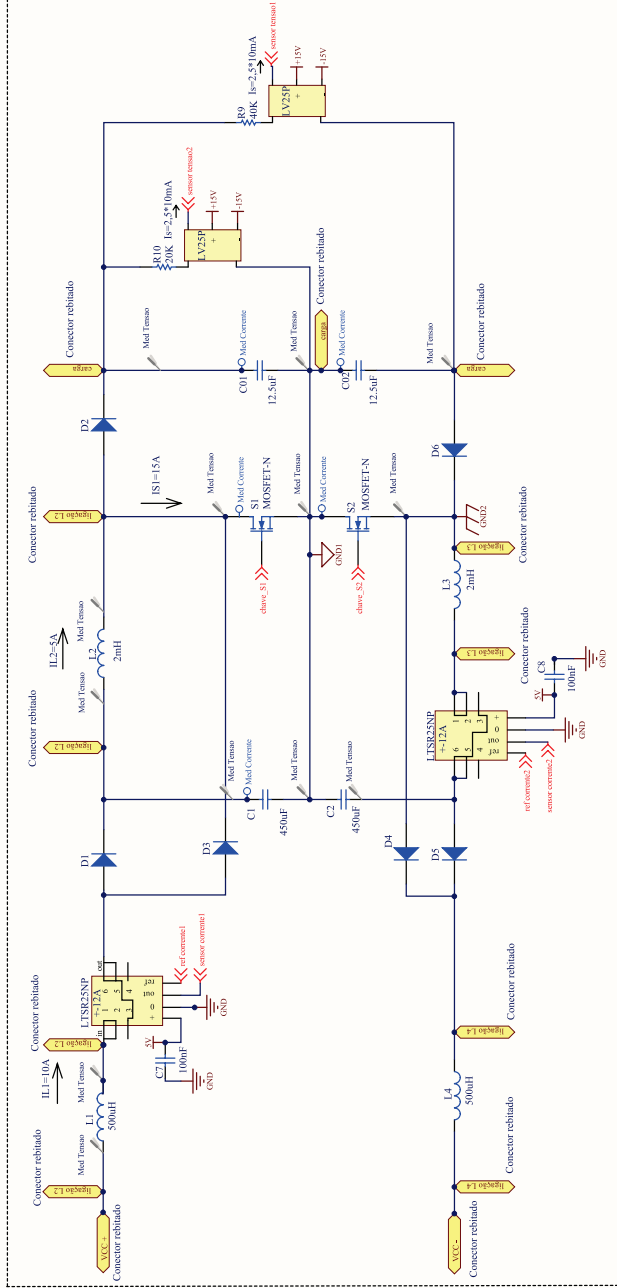
www.hsdissipadores.com.br
PABX.: (0xx11) 6162-6413

O dissipador escolhido possui Dimensões Aproximadas: 12cm largura / 6.9cm altura/ 12cm comprimento

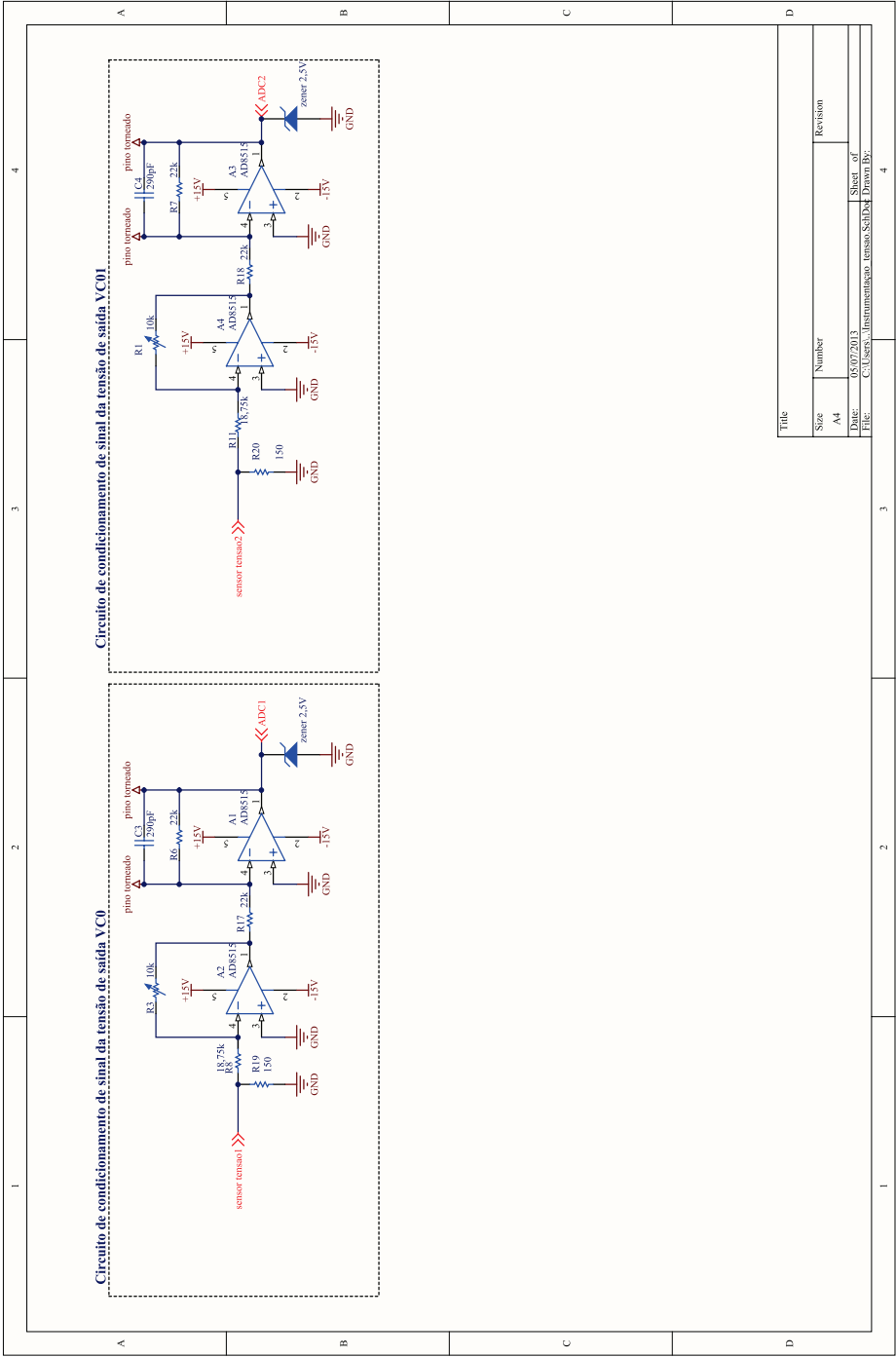
**APÊNDICE D – Diagrama Esquemático do Conversor
Duplo Boost Quadrático**



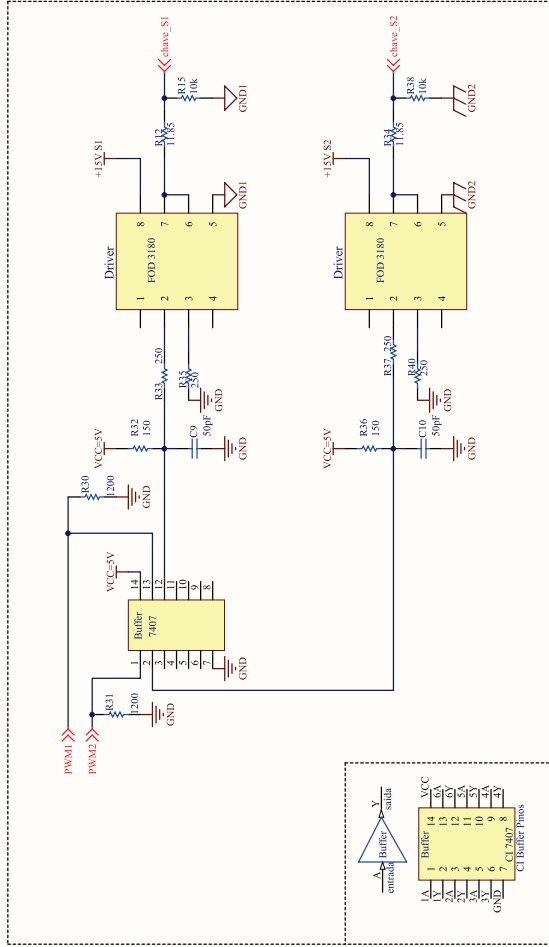
Conversor Duplo Boost - Potência



Title		Duplo Boost Quadrático
Size	Number	Francieli Lima
Date:		05/07/2013
File:		C:\Users\...Duplo Boost...

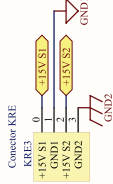
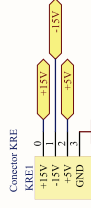
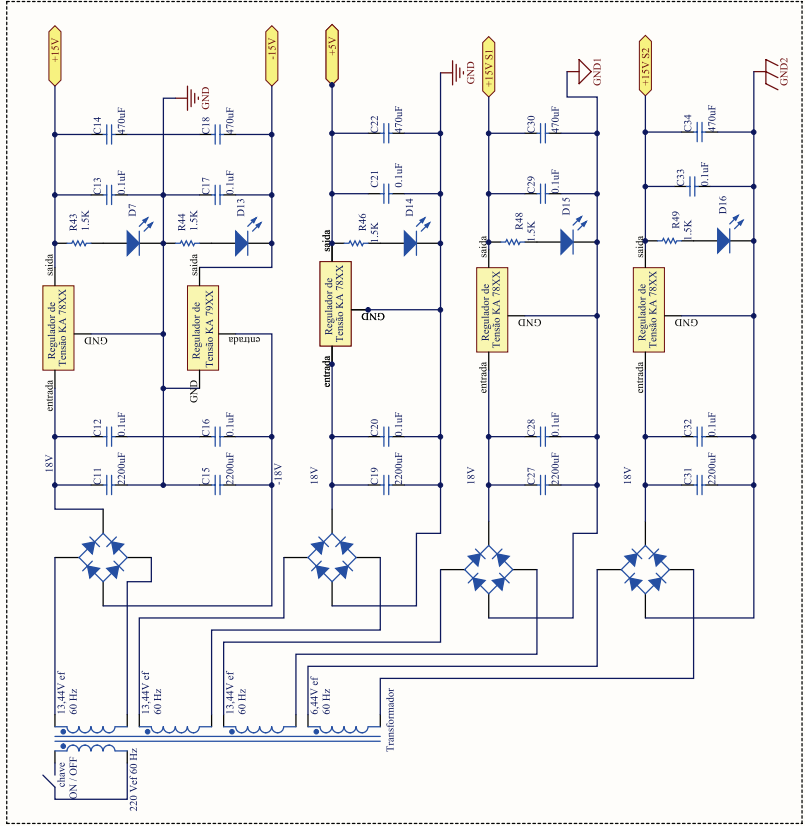


Circuito de Controle Digital e Driver Gerador dos pulsos para as chaves



Title		Duplo Boost Quadrático	
Size	Number	Revision	
A4		Francieli Lima de Sá	
Date:	05/07/2013	Sheet of	
File:	C:\Users\JFKA\DriverSchDoc	Drawn By:	

Fontes auxiliares 15V e 5V



Title			
Duplo Boost Quadrático			
Size	Number	Revision	
A4		Francieli Lima de Sá	
Date:	04/07/2013	Sheet of	
File:	C:\Users\J.Fonse\Autodesk	Drawn By:	

Tese submetida ao programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica para
a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia
Elétrica.

Orientador: Prof. Samir Ahmed Mussa, Dr.

Florianópolis, 2014